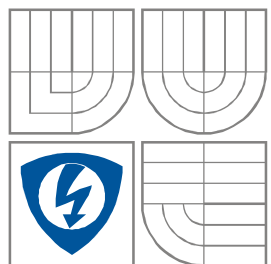


**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ**  
**ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

# **MODELOVÁNÍ PŘENOSOVÝCH KANÁLŮ PRO PŘÍJEM DIGITÁLNÍ TELEVIZE DVB-T/H**

SIMULATION OF THE TRANSMISSION CHANNELS FOR THE DIGITAL TELEVISION DVB-T/H

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**  
MASTER'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**  
AUTHOR

Bc. Jan Kučera

**VEDOUCÍ PRÁCE**  
SUPERVISOR

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

BRNO, 2010



# LICENČNÍ SMLOUVA

## POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

### 1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Jan Kučera  
Bytem: Rozstání 95, Moravská Třebová, 571 01  
Narozen/a (datum a místo): 7. října 1984 v Moravské Třebové

(dále jen „autor“)

a

### 2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií  
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00  
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:  
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika  
(dále jen „nabyvatel“)

## Čl. 1

### Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
- ☒ diplomová práce
- ☐ bakalářská práce
- ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako .....  
(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Modelování přenosových kanálů pro příjem digitální televize DVB-T/H

Vedoucí/ školitel VŠKP: doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: \_\_\_\_\_

VŠKP odevzdal autor nabyvateli\*:

- ☒ v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- ☒ v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

---

\* hodící se zaškrtněte

## Článek 2

### Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
  - ☒ ihned po uzavření této smlouvy
  - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
  - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
  - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
  - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

## Článek 3

### Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 21. května 2010

.....

Nabyvatel

.....

Autor



## **ABSTRAKT**

Tato diplomová práce je zaměřena na rozbor, klasifikaci, simulování a hodnocení úniku signálu v oblasti příjmu pozemní digitální televize. Jedná se o jev spojený s vícecestným šířením signálu, vyvolaný odrazy, rozptylem a ohybem elektromagnetických vln v interakci s terénními i umělými překážkami. Problematika šíření vln v konkrétním terénním prostoru však není ústředním motivem tohoto projektu. Přenos signálu mezi vysílačem a přijímačem je definován prostřednictvím modelových kanálových profilů. Pozornost se přitom upírá nejen na statický příjem, ale také na příjem přenosný a mobilní. Simulace zkoumaných jevů probíhá v softwarovém prostředí programu MATLAB. V rámci tohoto projektu bylo vytvořeno programové zázemí, které umožňuje simulaci zpracování signálu napříč celým komunikačním řetězcem televizního vysílání, včetně jeho vysílací a přijímací části.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

únik, Rayleigh, Rice, kanál, DVB-T, OFDM, ekvalizace, Dopplerův posuv

## **ABSTRACT**

This thesis focuses on analysis, classification, simulation and assessment of the signal fading in the scope of terrestrial digital television reception. This is a phenomenon associated with signal multipath propagation caused by the reflection, dispersion and diffraction of electromagnetic waves in interaction with relief and artificial obstacles. Wave propagation issues in a specific landscape are not the central theme of this project. Signal transmission between the transmitter and receiver is defined by channel profile models. Attention is directed not only to static reception but also to portable and mobile reception. Simulation of this phenomenon takes place in the software environment of MATLAB. In the framework of this project program fundament was created which allows simulate the signal processing across the entire communication chain of television broadcasting, including its transmitting and receiving parts.

## **KEYWORDS**

fading, Rayleigh, Rice, channel, DVB-T, OFDM, equalization, Doppler shift

KUČERA, J. *Modelování přenosových kanálů pro příjem digitální televize DVB-T/H*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2010. 77 s., 0 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Modelování přenosových kanálů pro příjem digitální televize DVB-T/H jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

## PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Tomášovi Kratochvílovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)



# OBSAH

OBSAH.....	iv
SEZNAM OBRÁZKŮ .....	vi
SEZNAM TABULEK .....	viii
ÚVOD.....	1
1 SIGNÁLOVÝ ÚNIK.....	2
1.1 Podstata únikových jevů.....	2
1.2 Důležité parametry a pojmy .....	7
1.3 Princip simulace vícecestného kanálu s únikem.....	8
2 STRUKTURA SIMULAČNÍHO PROGRAMU .....	10
2.1 Vysílač.....	10
2.1.1 Vytvoření testovací sekvence.....	10
2.1.2 Scrambler .....	12
2.1.3 Kanálové kódování.....	13
2.1.4 Mapování.....	18
2.1.5 Utváření rámce .....	19
2.1.6 OFDM modulace a ochranný interval.....	22
2.1.7 Tvarovací filtr vysílače.....	24
2.2 Kanál.....	25
2.2.1 Vícecestný kanál .....	26
2.2.2 Šumový kanál .....	28
2.3 Přijímač.....	28
2.3.1 Tvarovací filtr přijímače.....	28
2.3.2 OFDM demodulace .....	29
2.3.3 Odhad kanálu a ekvalizace.....	30
2.3.4 Demapování .....	32
2.3.5 Kanálové dekódování.....	32
2.3.6 Descrambler .....	34
2.3.7 Výpočet BER.....	35
2.3.8 Finální úprava testovací sekvence.....	35
3 UŽIVATELSKÉ PROSTŘEDÍ.....	37
3.1 Okno SIMULACE.....	37
3.2 Okno KANÁL .....	41

3.3	Okno ANIMACE.....	45
4	KANÁLOVÉ PROFILY .....	48
4.1	Profily pro simulaci bez Dopplerova posuvu .....	48
4.2	Profily pro simulaci s Dopplerovým posuvem (mobilní příjem) .....	49
4.3	Nové profily pro simulaci s relativně malým Dopplerovým posuvem .....	51
5	PŘÍKLADY SIMULACÍ.....	54
5.1	Simulační sada č. 1 .....	54
5.2	Simulační sada č. 2 .....	58
5.3	Simulační sada č. 3 .....	61
5.4	Simulační sada č. 4 .....	65
5.5	Simulace 0 dB Echo .....	69
5.6	Dopad systémových parametrů na chybovost .....	70
6	ZÁVĚR.....	75
	LITERATURA .....	76

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1:	Dopad úniku s konstantní fází na amplitudy nosných OFDM symbolu. ....	3
Obrázek 1.2:	Dopplerovo spektrum typu <i>Jakes</i> s LOS komponentou (vlevo) a typu <i>Gauss</i> (vpravo). Převzato z [7]. .....	6
Obrázek 1.3:	TDL model vícecestného kanálu (převzato z [7]). .....	9
Obrázek 2.1:	Vývojový diagram simulačního programu. ....	11
Obrázek 2.2:	Schéma scrambleru. ....	13
Obrázek 2.3:	Schéma konvolučního prokladače ve vysílači (převzato z [2]). .....	15
Obrázek 2.4:	Princip tečkování primárního kódu (převzato z [1]). .....	16
Obrázek 2.5:	Schéma konvolučního kodéru (převzato z [2]). .....	16
Obrázek 2.6:	Schéma bitového prokladače pro modulaci 64-QAM (převzato z [2]). ....	17
Obrázek 2.7:	Rozvržení konstelace 64-QAM (převzato z [2]). .....	18
Obrázek 2.8:	Genenátor pseudonáhodné posloupnosti hodnot pilotů (převzato z [2])... ..	20
Obrázek 2.9:	Schéma umístění pilotů a TPS nosných v OFDM symbolu (převzato z [2]). .....	21
Obrázek 2.10:	Pozice ochranného intervalu a rampy (převzato z [11]). .....	24
Obrázek 2.11:	Schéma konvolučního prokladače v přijímači (převzato z [2]). .....	34
Obrázek 3.1:	Vzhled okna SIMULACE. ....	38
Obrázek 3.2:	Obrázek po rekonstrukci (TU6, 64-QAM, 8k, 2/3, 1/4, C/N = 26 dB). ....	41
Obrázek 3.3:	Vzhled okna KANÁL. ....	43
Obrázek 3.4:	Vzhled okna ANIMACE. ....	46
Obrázek 4.1:	Impulsní odezva profilu RC20. ....	49
Obrázek 4.2:	Impulsní odezva profilu TU6. ....	50
Obrázek 4.3:	Impulsní odezva profilu RA6. ....	50
Obrázek 4.4:	Impulsní odezva profilu 0 dB Echo. ....	51
Obrázek 4.5:	Impulsní odezva profilu PI. ....	52
Obrázek 4.6:	Impulsní odezva profilu PO. ....	52
Obrázek 4.7:	Impulsní odezva profilu VU. ....	53
Obrázek 4.8:	Impulsní odezva profilu MR. ....	53
Obrázek 5.5:	Odhad spektra profilů RC20 a RL20. ....	55
Obrázek 5.6:	Konstelační diagramy profilů RC20 a RL20 (C/N = 26 dB). .....	55
Obrázek 5.1:	Bitová chybovost before Viterbi první simulační sady (elektronický simulátor). Převzato z [12]. .....	56
Obrázek 5.2:	Bitová chybovost after Viterbi první simulační sady (elektronický simulátor). Převzato z [12]. .....	56
Obrázek 5.3:	Bitová chybovost before Viterbi první simulační sady (softwarový simulátor). .....	57
Obrázek 5.4:	Bitová chybovost after Viterbi první simulační sady (softwarový simulátor). .....	57
Obrázek 5.9:	Odhad spektra profilů RA6 a TU6. ....	58
Obrázek 5.12:	Konstelační diagramy profilů RA6 a TU6 (C/N = 26 dB). ....	59

Obrázek 5.7:	Bitová chybovost before Viterbi druhé simulační sady (elektronický simulátor). Převzato z [13].	59
Obrázek 5.8:	Bitová chybovost after Viterbi druhé simulační sady (elektronický simulátor). Převzato z [13].	60
Obrázek 5.10:	Bitová chybovost before Viterbi druhé simulační sady (softwarový simulátor).	60
Obrázek 5.11:	Bitová chybovost after Viterbi druhé simulační sady (softwarový simulátor).	61
Obrázek 5.17:	Odhad spektra profilů PI a PO.	62
Obrázek 5.18:	Konstelační diagramy profilů PI a PO ( $C/N = 26$ dB).	62
Obrázek 5.13:	Bitová chybovost before Viterbi třetí simulační sady (elektronický simulátor). Převzato z [14].	63
Obrázek 5.14:	Bitová chybovost after Viterbi třetí simulační sady (elektronický simulátor). Převzato z [14].	63
Obrázek 5.15:	Bitová chybovost before Viterbi třetí simulační sady (softwarový simulátor).	64
Obrázek 5.16:	Bitová chybovost after Viterbi třetí simulační sady (softwarový simulátor).	64
Obrázek 5.21:	Odhad spektra profilů PI, PO, VU A MR.	65
Obrázek 5.22:	Konstelační diagramy profilů PI, PO, VU a MR ( $C/N = 26$ dB).	66
Obrázek 5.19:	Bitová chybovost before Viterbi čtvrté simulační sady (elektronický simulátor). Převzato z [15].	67
Obrázek 5.20:	Bitová chybovost after Viterbi čtvrté simulační sady (elektronický simulátor). Převzato z [15].	67
Obrázek 5.23:	Bitová chybovost before Viterbi čtvrté simulační sady (softwarový simulátor).	68
Obrázek 5.24:	Bitová chybovost after Viterbi čtvrté simulační sady (softwarový simulátor).	68
Obrázek 5.25:	Odhad spektra profilu 0 dB Echo (QPSK, 2k, 1/2, 1/32).	69
Obrázek 5.26:	Konstelační diagramy profilů 0 dB Echo ( $C/N = 26$ dB).	70
Obrázek 5.27:	Dopad kodového poměru na chybovost (AWGN, 64-QAM, 8k, 1/4).	71
Obrázek 5.28:	Dopad konstelace na chybovost (AWGN, 64-QAM, 8k, 2/3, 1/4).	71
Obrázek 5.29:	Dopad OFDM módu na chybovost (RA6, 64-QAM, 2/3, 1/8).	72
Obrázek 5.30:	Dopad délky ochranného intervalu na chybovost (PI, 16-QAM, 2k, 2/3).	73
Obrázek 5.31:	Bitové chybovosti v různé fázi kanálového dekódování (PO, 16-QAM, 2k, 2/3, 1/4).	74

# SEZNAM TABULEK

Tabulka 1.1:	Parametry přenosových cest .....	3
Tabulka 2.1:	Počty nosných dle kategorií a OFDM módu .....	20
Tabulka 5.1:	Hodnoty C/N pro QEF, 1. sada .....	55
Tabulka 5.2 :	Hodnoty C/N pro QEF, 2. sada .....	58
Tabulka 5.3:	Hodnoty C/N pro QEF, 3. sada .....	61
Tabulka 5.4:	Hodnoty C/N pro QEF, 4. sada .....	66
Tabulka 5.5:	Hodnoty C/N pro QEF pro různý kódový poměr .....	70
Tabulka 5.6:	Přepočet poměru ochranného intervalu na čas (mód 2k, 8 MHz kanál)....	73



# ÚVOD

Obsahem tohoto dokumentu je popis simulačního programu primárně zaměřeného na modelování přenosových kanálů s vícecestným únikem. Navzdory zadání bylo nutné vytvořit společně s kanálem také vysílací a přijímací část DVB-T, protože původní verze nebyla s kanálem kompatibilní. Program byl navržen v aplikaci MATLAB verze 7.5.0.342 (R2007b). Skládá se z definičních skriptů a funkcí a z uživatelských prostředí. Součástí skriptů je linie příkazů, která řídí chod programu. Tvoří ji matematické operace, kde proměnné a koeficienty nesou význam konkrétních parametrů reálného komunikačního systému. Pro lepší přehlednost byly příkazy související s dílčím funkčním blokem vyčleněny do samostatných funkcí. Každá taková funkce má své vstupní a výstupní parametry. Jejich formát, rozměr a význam je uveden společně s posláním příslušného funkčního bloku uvnitř textu.

Dokument slouží zároveň jako uživatelská příručka k vytvořenému simulačnímu programu. Ozřejmuje funkci jednotlivých ovládacích prvků uživatelského prostředí i význam příslušných stavových indikátorů. Uvádí postup, jakým je možné dosáhnout kýžených výsledků, a zároveň poskytuje kompletní výčet možností jejich prezentace.

Samozřejmě součástí dokumentu je odborný výklad k dané problematice vícecestných úniků. Popisuje podstatu, příčiny i projevy úniků, jejich třídění, důležité parametry a charakteristiky. V samostatném oddílu je uveden princip simulace úniků uplatněný u specifických funkcí MATLABU, zaměřených právě na tuto problematiku. Některé z nich byly v simulačním programu použity.

V poslední části dokumentu jsou uvedeny výsledky zkušebních simulací, získané pomocí vytvořeného programu. Prostřednictvím grafů bitových chybovostí a tabulek odečtených hodnot je zde provedeno porovnání s výsledky těchto simulací, vyhodnocených elektronickým simulátorem. K obhajobě dosažených průběhů – ať už více či méně povzbudivých – dobře posloužily především konstelační diagramy a spektra signálu generované navrženým programem.

# 1 SIGNÁLOVÝ ÚNIK

Únikové jevy jsou dobře známé z oblasti šíření signálu v pásmu krátkých vln, kde úroveň elektromagnetického pole v místě příjmu silně kolísá v důsledku atmosférického rušení. V analogové televizi se termín únik prakticky vůbec nepoužívá. Místo toho se mluví o duchu v obraze. Ve skutečnosti jde však o projev úniku způsobený přítomností trvalého odrazu elektromagnetických vln, vyzařovaných televizním vysílačem, od budov, kopců a dalších umělých nebo přírodních překážek. V analogové televizi se úniku nepřikládá velký význam, protože jeho účinek lze téměř zcela eliminovat s využitím směrovosti a přesného natočení střešní antény pro stacionární televizní příjem.

Únik může být rovněž pozorován u kabelové analogové televize v bytovém domě s jednou nebo několika přípojkami v každém bytě. Pokud přípojka není zakončena přizpůsobenou zátěží, vznikají odrazy s konstantní úrovní a fází, které v přesně definovaných místech kabelu způsobují redukci signálové úrovně o několik decibelů.

Dokonce i satelitní vysílání může být poškozeno úniky. Známý je fenomén třesoucího se obrazu vyvolaný přeletem letadla nebo pokles úrovně signálu vlivem blížící se bouře. Obě zmíněné příjmové podmínky mají jednoho společného jmenovatele, a tím je existence přímé spojnice mezi přijímačem a vysílačem.

Co se týče příjmových podmínek u digitální televize, jak kabelový DVB-C, tak satelitní DVB-S příjem vykazuje podobné rysy, jako analog. Oba systémy jsou přitom ryze stacionární. Pozemní televizní vysílání DVB-T oproti tomu umožňuje kromě stacionárního také přenosný a mobilní příjem. Tím se dopad únikových jevů značně komplikuje.

(čerpáno z [9])

## 1.1 Podstata únikových jevů

Základní příčinou úniku je odraz. Dochází k němu na všech překážkách, které leží šířícím se vlnám v cestě. Odraz je definován výkonovým poměrem a fázovým posuvem. Oba parametry závisí na odrazovém materiálu. Například odraz od rovného kovového povrchu nezpůsobuje žádné výkonové ztráty, jen otáčí fázi o  $180^\circ$ . Naproti tomu odraz od zdí budov se vyznačuje velkým útlumem výkonu signálu a neznámým fázovým posuvem.

Každý odraz lze definovat třemi základními parametry:

- útlum [dB]
- relativní zpoždění [ $\mu$ s]
- fázový posuv [ $^\circ$ , rad]

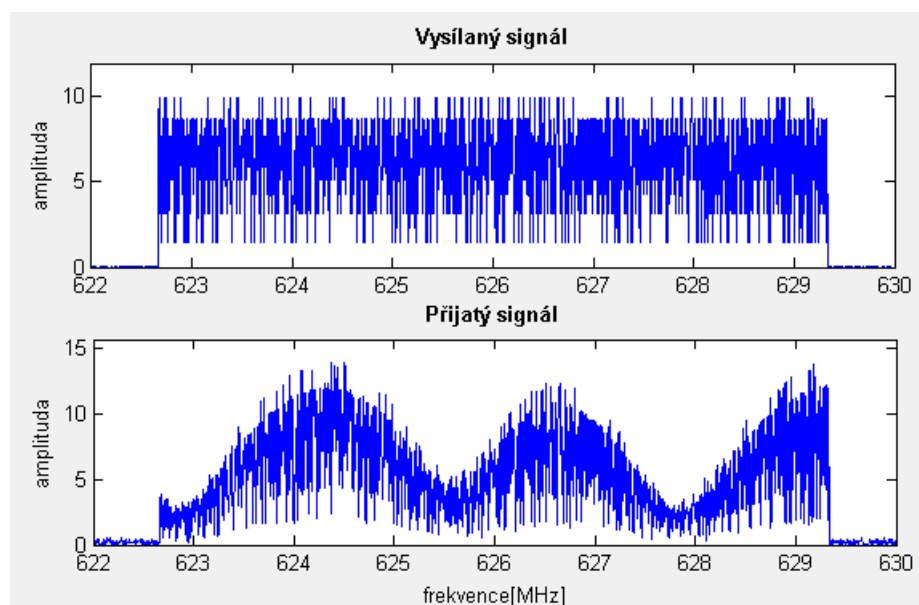
Takový typ úniku se pak označuje jako *únik s konstantní fází*. Při pohledu na spektrum OFDM signálu je efekt úniku patrný v podobě propadu amplitudy celé řady po sobě jdoucích nosných.



Na Obrázek 1.1 jsou znázorněny amplitudy nosných jednoho OFDM symbolu před a po průchodu kanálem. V simulaci byly použity dvě cesty s parametry uvedenými v Tabulka 1.1.

Tabulka 1.1: Parametry přenosových cest

	1. cesta	2. cesta
útlum	2 dB	6 dB
zpoždění	0 $\mu$ s	0,3 $\mu$ s
fáze	0°	70°



Obrázek 1.1: Dopad úniku s konstantní fází na amplitudy nosných OFDM symbolu.

Úniky ve spektru nastávají v intervalech  $\Delta f = 3,3$  MHz, což odpovídá převrácené hodnotě zpoždění druhé z cest ( $\Delta f = 1/\text{delay}$ ). Fázový posuv se podepisuje na konkrétní poloze úniku ve spektru. Hloubka úniku  $L$  v dB odpovídá následujícímu vztahu [9]

$$L = 20 \cdot \left[ \log \left( 10^{\frac{|L_1 - L_2|}{20}} - 1 \right) - \log \left( 10^{\frac{|L_1 - L_2|}{20}} + 1 \right) \right], \quad (1.1)$$

kde  $L_1$  a  $L_2$  je útlum první a druhé cesty, přičemž platí  $L_1 \neq L_2$ . Pokud  $L_1 = L_2$ , platí  $L = \infty$ . S více než dvěma cestami je výpočet úniku mnohem složitější.

Posun fáze nosných odpovídá natočení demodulovaných konstelačních diagramů. Diagramy druhé cesty z výše uvedeného příkladu budou natočeny o 70° oproti první cestě. V přijímači je fáze nosných stejně jako jejich dynamika kompenzována za pomoci adaptivní ekvalizace.

Situace kolem úniků je dále komplikována případným pohybem přijímače vůči vysílači. V jeho důsledku dochází k Dopplerovu posuvu frekvence přijímaného signálu. Platí pro něj následující rovnice [9]

$$f_d = \frac{f_c \cdot v}{c} \cdot \cos(\varphi), \quad (1.2)$$

kde  $f_c$  je frekvence nosné,  $v$  je rychlost přijímače,  $c$  je rychlost světla,  $\varphi$  je úhel mezi směrem pohybu a směrem k vysílači. Nabývá hodnot z intervalu  $\langle 0; \pi \rangle$ .

Mohou nastat tři mezní případy:

1. přijímač se pohybuje směrem k vysílači,  $\varphi = 0^\circ$ , frekvence vyšší o  $f_{dMAX}$
2. přijímač se pohybuje směrem k vysílači,  $\varphi = 180^\circ$ , frekvence nižší o  $f_{dMAX}$
3. přijímač se pohybuje v kruhu kolem vysílače,  $\varphi = 90^\circ$ , frekvence zůstává beze změny

Pokud se přijímač pohybuje stálou rychlostí směrem k vysílači, mívá ho, a pak se vzdaluje, mění se Dopplerův posuv plynule z maximálního přírůstku  $f_{dMAX}$  přes nulu k maximálnímu úbytku  $-f_{dMAX}$ .

Závislost Dopplerova posuvu na frekvenci signálu vyvolává v systému OFDM u jednotlivých nosných různou míru frekvenčního posuvu. Rozdíl mezi posuvem sousedních nosných však zůstává konstantní po celé šířce pásma. Význam vlivu Dopplerova posuvu při rychlosti 140 km/h ilustrují dva případy mezní frekvence televizního kanálu:

nejnižší kanál	C5	177,5 MHz	
Dopplerův posuv		23,01 Hz	
rozestup nosných v 8k módu (šířka kanálu 7 MHz)			976,56 Hz
nejvyšší kanál	C69	858 MHz	
Dopplerův posuv		111,22 Hz	
rozestup nosných v 8k módu (šířka kanálu 8 MHz)			1116,07 Hz

Dopplerův posuv frekvence tedy v nejkritičtějším 8k módu tvoří 2 – 10 % rozestupu nosných. Při uvažování *Pure Doppler* spektra, kdy dochází k čistému posuvu všech nosných, však nehraje ani nejhorší případ příliš velkou roli. Navíc, rozdíl posuvu mezi nejnižší a nejvyšší nosnou na kanálu 69 je zanedbatelný a fázový závěs v přijímači by si s ním měl poradit.

nejnižší nosná:  $854/858 = 0,995 f_{dCENTR}$       nejvyšší nosná:  $862/858 = 1,005 f_{dCENTR}$

Nyní blíže k Dopplerovu spektru. V nejjednodušším případě zvaném *Pure Doppler* je na příjmu přítomná pouze jedna cesta. Může to být LOS nebo odraz. Spektrum signálu se tak jednoduše posune na tu či onu stranu a vyjma mírné deformace, kdy vyšší kmitočty jsou posunuty více než nižší, zůstává charakteristika beze změny.

Rozdílná situace nastává při posuvu s Dopplerovým spektrem typu *Rice* [rais]. Kromě přímé cesty jsou na příjmu přítomné i odrazy postižené Dopplerovým posuvem. LOS přitom může být rovněž posunuta o Dopplerovu frekvenci. Samotné odrazy přicházejí z různých směrů. Úhel  $\varphi$  v rovnici (1.2) tedy není konstantní a místo čistého jednorázového posuvu dochází k mnohonásobným různě velkým posuvům na obě strany frekvenční osy. V tomto případě navíc  $\varphi$  označuje úhel mezi směrem pohybu přijímače a směrem k odrazné ploše.

Nejnižší pravděpodobnost má nulový Dopplerův posuv odpovídající úhlu  $\varphi = 90^\circ$ . Zřídka totiž dochází k situaci, že přijímač krouží kolem překážky, která zároveň slouží jako odrazná plocha, a to i v průběhu měnícího se uspořádání vysílače – překážka – přijímač. Naopak nejvyšší pravděpodobnost má maximální Dopplerův posuv, a to jak v kladném tak záporném směru. Odpovídá to situaci, kdy se přijímač přibližuje k překážce nebo se od ní vzdaluje. Pak je i dost pravděpodobné, že překážka po celý průběh pohybu zůstává odraznou plochou ze směru, ve kterém leží vysílač.

(čerpáno z [9])

Pravděpodobnostní funkce Dopplerových posuvů všech odrazů má ve frekvenční oblasti tvar písmene U s maximy na obou koncích frekvenčního rozsahu (viz. Obrázek 1.2). Spektrum tohoto tvaru je označováno jako *Jakes a* je definováno následující rovnicí [4]

$$S_d(f) = \frac{1}{\sqrt{1 - (f / f_{dMAX})^2}}, \quad -f_{dMAX} \leq f \leq f_{dMAX}, \quad (1.3)$$

kde  $f_{dMAX}$  je maximální Dopplerův posuv.

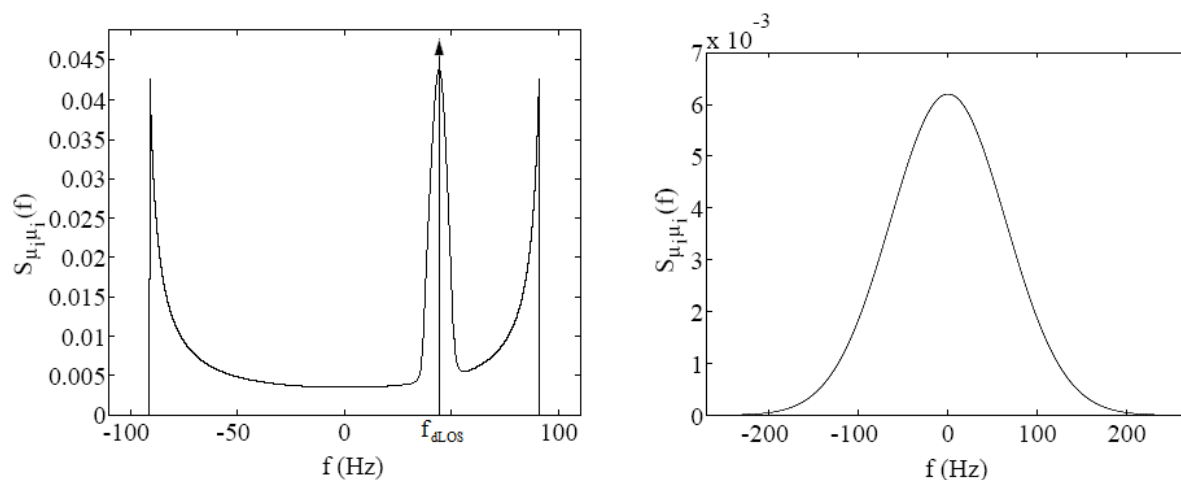
Ač hojně využívaný, není tento typ Dopplerova spektra jediným. Znamé je také spektrum typu *Gauss*, které má trend průběhu přesně opačný – uprostřed je pravděpodobnost nejvyšší a klesá směrem k okrajům (viz. Obrázek 1.2). Těžko usuzovat, jaká je fyzikální podstata příslušného tvaru, každopádně empiricky bylo ověřeno (projekt Wing-TV), že například u příjmu s relativně malým Dopplerovým posuvem vykazují výsledky simulace s *Gauss* spektrem lepší shodu s realitou. Platí následující definice [4]

$$S_d(f, \sigma) = \exp\left(\frac{-f^2}{2(\sigma \cdot f_{dMAX})^2}\right), \quad -f_{dMAX} \leq f \leq f_{dMAX}, \quad (1.4)$$

kde  $\sigma$  je normalizovaná standardní odchylka.

Šířka pásma Dopplerova spektra je rovna dvojnásobku maximálního posuvu frekvence. Přímá cesta LOS se ke spektru přičítá jako další příspěvek, svojí úrovní však většinou výrazně převyšuje ostatní odrazy, a představuje tak v jinak plynulém průběhu Dopplerova spektra výkonovou špičku. Posuv špičky LOS není nijak korelovaný s maximálním Dopplerovým posuvem. Pozice špičky ve spektru je dána výhradně úhlem

$\varphi$ , který podobně jako u *Pure Doppler* spektra, označuje úhel mezi směrem pohybu přijímače a směrem k vysílači.



Obrázek 1.2: Dopplerovo spektrum typu *Jakes* s LOS komponentou (vlevo) a typu *Gauss* (vpravo). Převzato z [7].

Časový průběh výkonu signálu s *Rice* únikem kolísá v závislosti na tom, v jakém smyslu se složí příspěvky všech odrazů různého výkonu a fáze a příspěvek LOS. Vzhledem k tomu, že přímá cesta svojí výkonovou úrovní většinou výrazně převyšuje úroveň všech odrazů, jsou *Rice* úniky relativně plytké.

Dopplerovo spektrum typu *Rayleigh* [reili] vzniká obdobným způsobem jako *Rice* spektrum s tím rozdílem, že na příjmu chybí přímá cesta LOS. *Rayleigh* únik se na výkonu přijatého signálu podepisuje hlubšími propady než v případě *Rice*. Žádný z přispívajících odrazů totiž svým výkonem výrazně nepřevyšuje ostatní tak, jako je tomu za přítomnosti LOS.

Náhodné kolísání přijímaného signálu vlivem úniku je průvodním jevem mobilního příjmu. Dochází k němu ale i tehdy, bude-li vysílač i přijímač fixní. Na vině jsou změny v ionosféře, pohyb listí - obecně neklid odrazných a rozptylových ploch. Ke každé z cest je potom přistupováno jako ke svazku velkého množství nerozlišitelných komponent. Výsledná impulsní odezva je definována jako komplexní Gaussův proces, tedy reálná i imaginární část má Gaussovo rozložení. Pokud má tento náhodný proces nulovou střední hodnotu, jedná se *Rayleigh* rozložení, nenulová střední hodnota značí přítomnost LOS komponenty a tedy rozložení *Rice*. Poměr výkonu LOS vůči výkonu všech odrazů se nazývá K-faktor. Hodnoty K-faktoru větší než jedna znamenají méně závažný únik, naopak únik je považován za těžký – srovnatelný s *Rayleigh*, je-li hodnota K-faktoru menší než jedna.

(čerpáno z [6])

## 1.2 Důležité parametry a pojmy

*Maximální relativní zpoždění kanálu*  $T_{\max}$  je doba vztažená k odezvě první komponenty vícecestného kanálu, po které je výkon přijatého signálu zanedbatelně malý. Pokud je maximální relativní zpoždění srovnatelné nebo delší než délka symbolové periody, dochází k mezisymbolovým přeslechům (*intersymbol interferences, ISI*). Šířka pásma přenosové funkce kanálu je pak menší než šířka pásma signálu a související únik se označuje jako *frekvenčně selektivní*. Původně obdélníkové spektrum OFDM symbolu je různě tvarováno (viz. Obrázek 1.1). V opačném případě, kdy všechny zpožděné komponenty dorazí do místa příjmu během zlomku symbolové periody, se jedná o *plochy* únik, tvar spektra zůstává beze změny.

*Dopplerova šířka pásma*  $B_d$  odpovídá dvojnásobku maximálního Dopplerova posuvu frekvence způsobeného pohybem přijímače vůči vysílači. Jestliže je  $B_d$  srovnatelná se symbolovou rychlostí  $1/T_s$  nebo větší, je kanál postižen *rychlým* únikem. V opačném případě se jedná o únik *pomalý*.

Rychlý únik nastává v průběhu pohybu na malé vzdálenosti srovnatelné s  $\lambda/2$  (půl vlnové délky). Dochází ke značným fázovým změnám přijímaných komponent a jejich konstruktivnímu nebo naopak destruktivnímu sčítání v místech jen nepatrně vzdálených. Důsledkem je prudké kolísání výkonu přijímaného signálu. Hlavní podíl na úniku mají změny fáze komponent, jejich útlum je druhotný.

Při pohybu mobilní stanice na vzdálenost mnohem větší, než je délka vlny (např. 1 – 2 km) se projevuje pomalý únik. Síla přijímaného signálu se mění pozvolna v souvislosti se změnou rozmístění terénních překážek. Spíše než fáze se na úniku podílí změny útlumu komponent.

*Koherentní doba* je reciproká veličina k Dopplerově šířce pásma. Je to časový interval, přes který se charakteristiky kanálu mění jen velmi nepatrně. Platí pro ni následující vztah [5]

$$T_{\text{ct}} = \frac{1}{B_d}, \quad (1.5)$$

kde  $B_d$  je Dopplerova šířka pásma.

*Koherentní šířka pásma* je reciproká veličina k maximálnímu relativnímu zpoždění. Amplitudy a fáze frekvenčních komponent uvnitř tohoto pásma jsou postiženy stejnou měrou. Platí pro ni následující vztah [5]

$$B_{\text{cb}} = \frac{1}{T_{\max}}, \quad (1.6)$$

kde  $T_{\max}$  je maximální relativní zpoždění.

(čerpáno z [5])

Nejhorší kombinací výše uvedených kategorií je rychlý frekvenčně selektivní únik. Vyskytuje se u příjmu pozemní digitální televize DVB-T. Jedinou možností, jak lze takový signál s úspěchem rekonstruovat, je použití OFDM modulace, a to hned z několika důvodů.

Za použití systému více nosných jsou hlubokými frekvenčními úniky postiženy jen některé nosné. Nevratně poškozena je tak vždy jen malá část signálu a příslušné bity je většinou možné opravit mechanismem FEC. Ostatní zkreslené nosné se ekvalizují na základě odhadu frekvenční charakteristiky kanálu. Počet nosných přitom závisí na předpokládané míře Dopplerova posuvu. U většího Dopplerova posuvu se navrhuje systém s menším počtem nosných – délka OFDM symbolu se zkracuje a relace symbolové rychlosti s Dopplerovou šířkou pásma se posouvá ve prospěch pomalého úniku. Jinými slovy menší rozestupy nosných umožňují tolerovat větší Dopplerův posuv. Minimalizace mezisymbolových přeslechů je dosaženo použitím ochranného intervalu.

### 1.3 Princip simulace vícecestného kanálu s únikem

Simulace *Rayleigh* a *Rice* úniku se v MATLABU provádí na základě diskrétního *tapped delay line* modelu vícecestného kanálu. Jeho struktura je na Obrázek 1.3. Předpokládá se, že profil zpoždění cest a Dopplerovo spektrum jsou vzájemně nezávislé charakteristiky. Únikový kanál je pak modelován jako lineární filtr s konečnou impulsní odezvou (FIR). Vztah mezi vstupními a výstupními vzorky filtru je definován následující rovnicí [16]

$$y_i = \sum_{n=-N_1}^{N_2} x_{i-n} g_n, \quad (1.7)$$

kde  $g_n$  vyjadřuje váhu každé ze sčítaných větví TDL modelu a platí pro ni [16]

$$g_n = \sum_{k=1}^K a_k \sin c \left[ \frac{\tau_k}{T_s} - n \right], \quad -N_1 \leq n \leq N_2, \quad (1.8)$$

kde  $T_s$  je vstupní vzorkovací perioda kanálu,  $\tau_k$  je zpoždění  $k$ -té cesty vícecestného kanálu,  $a_k$  je proces komplexního zesílení  $k$ -té cesty vícecestného kanálu (co vzorek vstupní posloupnosti, to hodnota procesu) – mezi cestami jsou vzájemně nekorelované. Proměnné  $N_1$  a  $N_2$  vyjadřují délku impulzní odezvy v počtu zasažených vzorků zpracovávaných po a před aktuálním

Proces  $a_k$  je získán v několika krocích:

1. generování komplexního nekorelovaného (bílého) Gaussova procesu s nulovou střední hodnotou a jednotkovou standardní odchylkou
2. filtrace komplexního Gaussova procesu Dopplerovým filtrem s frekvenční charakteristikou  $H(f) = \sqrt{S(f)}$ , kde  $S(f)$  je požadované Dopplerovo spektrum - *Jakes* nebo *Gauss*
3. interpolace filtrovaného komplexního Gaussova procesu tak, aby jeho vzorkovací perioda byla konzistentní se vzorkovací periodou vstupního signálu

4. vážení komplexního procesu  $z_k$  tak, aby jeho průměrná hodnota odpovídala zesílení cesty;

pro *Rayleigh* kanál [16]

$$a_k = \sqrt{\Omega_k} z_k \quad (1.9)$$

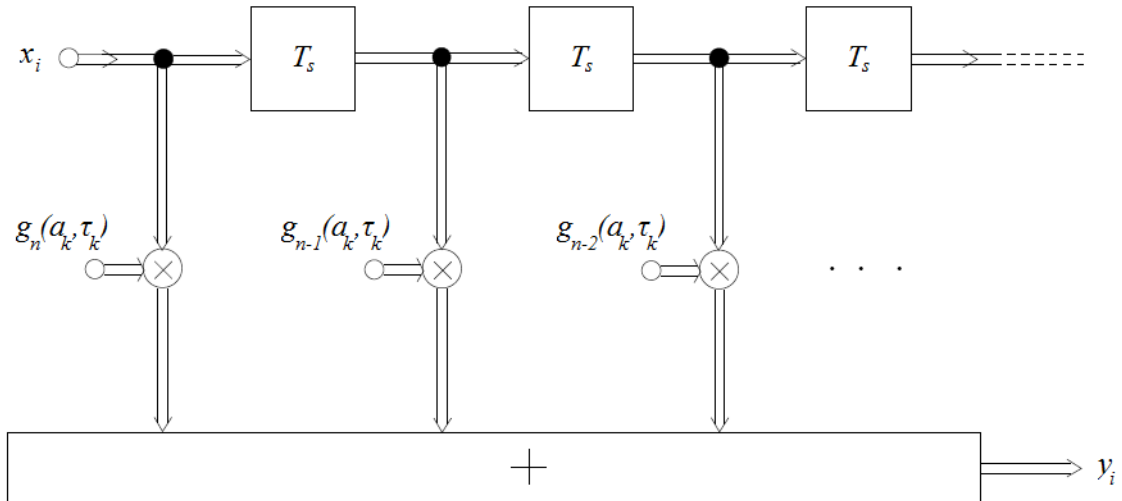
$$\text{kde} \quad \Omega_k = E[|a_k|^2] \quad (1.10)$$

pro *Rice* kanál [16]

$$a_k = \sqrt{\Omega_k} \left[ \frac{z_k e^{j2\pi f_{d,LOS,k}t + \theta_{LOS,k}}}{\sqrt{K_{r,k}} + 1} + \sqrt{\frac{K_{r,k}}{K_{r,k} + 1}} \right] \quad (1.11)$$

kde  $K_{r,k}$  je K-faktor  $k$ -té cesty,  $f_{d,LOS,k}$  je Dopplerův posuv LOS komponenty  $k$ -té cesty,  $\theta_{LOS,k}$  je počáteční fáze LOS komponenty  $k$ -té cesty

(čerpáno z [16])



Obrázek 1.3: TDL model vícecestného kanálu (převzato z [7]).

## 2 STRUKTURA SIMULAČNÍHO PROGRAMU

Účelem této práce bylo vytvořit program, pomocí kterého si uživatel může vytvořit libovolný profil DVB – T/H kanálu a posoudit jeho vlastnosti na základně charakteristických ukazatelů jako je průběh bitové chybovosti, konstelační diagram, odhad kanálu apod. K tomu je zapotřebí podrobit testovací signál základním procedurám, které jsou uplatňovány i v reálném systému DVB. Stěžejní je přitom procedura OFDM modulace. Na rozdíl od systému satelitní nebo kabelové digitální televize je nutné u pozemního způsobu šíření uplatnit právě tuto sofistikovanější metodu, která se zakládá na modulaci ortogonálního systému více nosných a dokáže tak eliminovat úniky spojené s vícecestným šířením signálu. Model s OFDM je tedy o něco složitější, než klasické modely s modulací jedné nosné. Jeho vývojové schéma je na Obrázek 2.1. Linie událostí, po které se program odvíjí, vychází ze [2].

Většině z bloků vývojového diagramu odpovídá jedna funkce programu samostatně definovaná v souboru typu m-file (\*.m). Jednotlivé funkce jsou volány ze skriptu *main* (taktéž m-file), jehož obsah tvoří sled operací tak, jak je definován ve vývojovém diagramu. Tento skript je volán z inicializačního skriptu *simulace*, který se váže k uživatelskému prostředí *simulace*, hlavnímu komunikačnímu rozhraní mezi uživatelem a programem. Základní osnovu takových skriptů tvoří MATLAB automaticky při vzniku nového prostředí. Uživatelská prostředí jsou v programu celkem čtyři. Nesou názvy *simulace.fig*, *kanal.fig*, *sumovy\_kanal.fig* a *animace.fig*. O těchto souborech bude pojednáno v kapitole 3.

Nyní zpět ke skriptu *main*. Tento skript je vyhodnocován poté, co uživatel provede nastavení parametrů a stiskne tlačítko pro inicializaci DVB simulace. Většina proměnných v něm používaných je definována už ve skriptu *simulace* jako globální proměnné, zbytek je definován přímo na místě. Jeho obsah lze rozdělit na tři specifické části – vysílač, kanál a přijímač.

### 2.1 Vysílač

Hlavní význam vysílací části je upravit vysílanou informaci tak, aby bylo možné ji efektivně přenést rádiovým kanálem s omezenou šířkou pásma a spoustou rušivých jevů, a aby přitom utrpěla co nejmenší škody, případně aby bylo možné ji opravit.

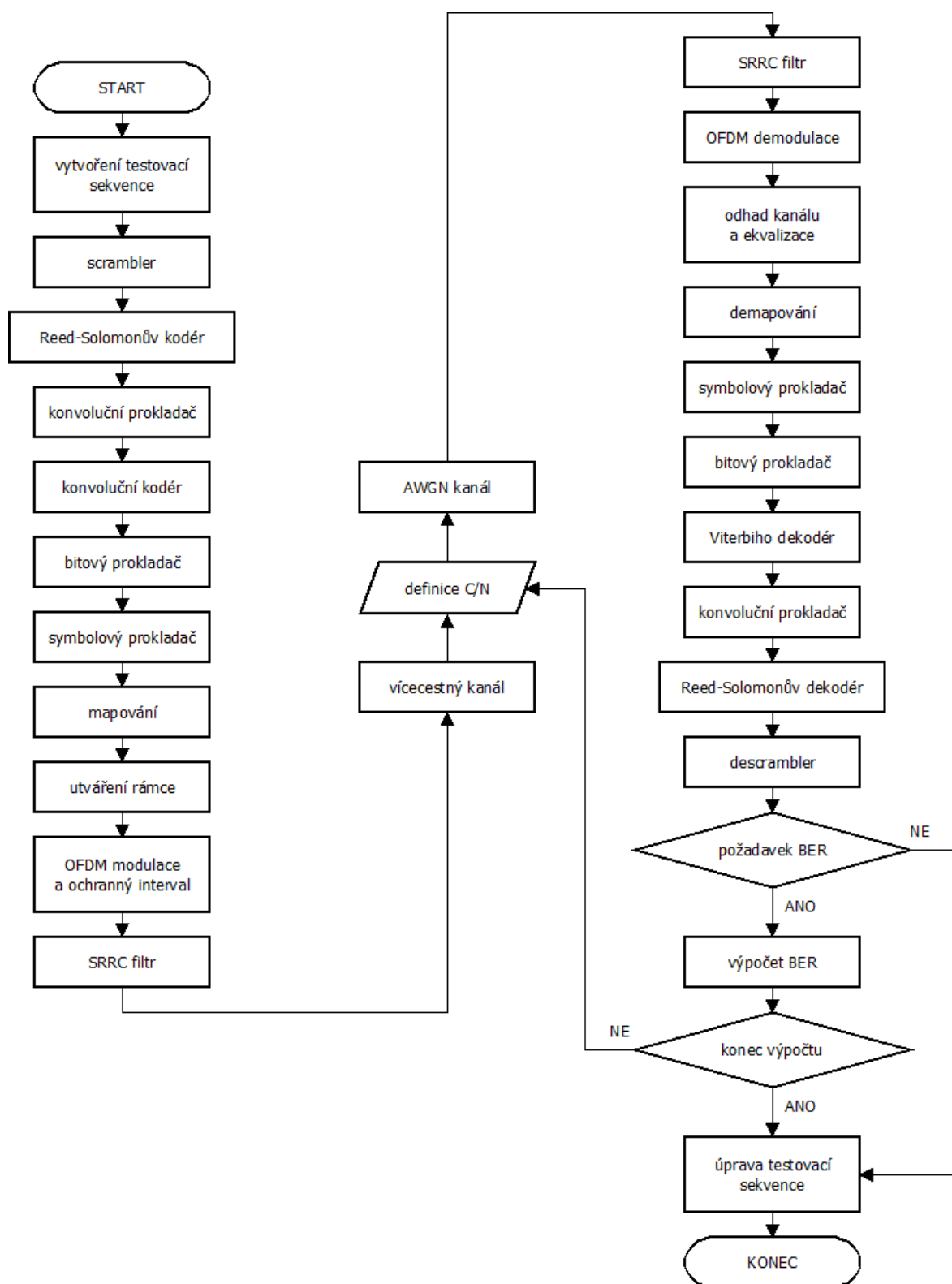
#### 2.1.1 Vytvoření testovací sekvence

První z funkcí na vysílací straně kanálu nese název *source*. Má za úkol převést jeden ze tří možných formátů zdrojových dat na posloupnosti bitů.

vstupní parametry:

*feed* přirozené číslo, 1x1, nabývá hodnot 1, 2 nebo 3 s následujícím významem:





Obrázek 2.1: Vývojový diagram simulačního programu.

1 → vstupní proměnná *input* obsahuje matici bitů o velikosti rozměru přenášeného obrázku v pixelech, který byl definován v prostředí *simulace* jako bitový

2 → vstupní proměnná *input* obsahuje matici bajtů (celá čísla v rozsahu 0-255) o velikosti rozměru přenášeného obrázku v pixelech, který byl definován v prostředí *simulace* jako šedotónový; v zápětí jsou data převedena do bitové podoby

3 → vstupní proměnná *input* obsahuje přirozené číslo, které vyjadřuje délku pseudonáhodné posloupnosti bitů generované vzápětí (žádný obrázek se nepřenáší)

*input* formát, rozměr a význam specifikuje proměnná *feed*

výstupní parametry:

*obrR* přirozené číslo; 1x1; rozměr obrázku v řádcích

*obrC* přirozené číslo; 1x1; rozměr obrázku v sloupcích

*zdroj* bity; řádkový vektor; užitečná data

### 2.1.2 Scrambler

Následující funkce *scrambler* provádí energetický rozptyl. Slouží k rozbití dlouhých sekvencí nul nebo jedniček.

vstupní parametry:

*zdroj* bity; řádkový vektor; užitečná data

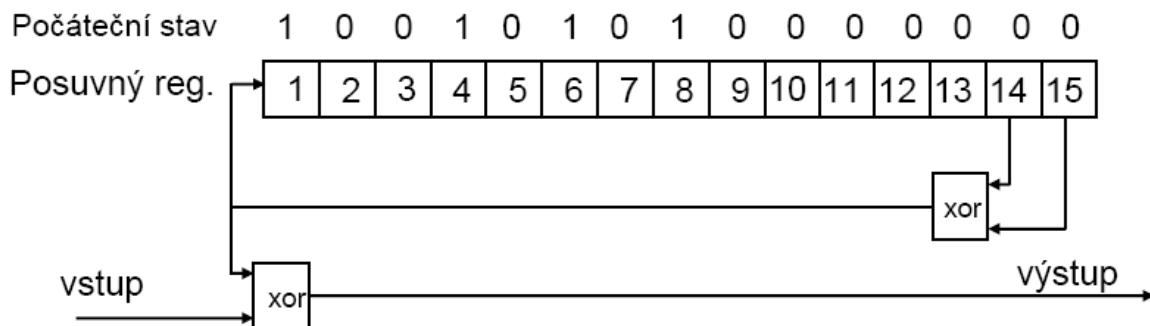
výstupní parametry:

*zdroj2* bity; řádkový vektor; energeticky rozptýlená data

*scram* bity; řádkový vektor 8\*188\*8; znáhodňovací sekvence délky 8 transportních paketů

*added* bity; řádkový vektor; přidané bity náhodného charakteru, zajišťují dělitelnost dat číslem 8\*188\*8 (8 transportních paketů)

Základem scrambleru je 15-ti stavový posuvný registr a dvě *xor* hradla. Počáteční stav je definován sekvencí, ve funkci uloženou do proměnné *pseudo*. Scrambler se vždy po 8 transportních paketech resetuje opětovnou aktivací inicializační sekvence. Schéma vytváření znáhodňovací posloupnosti je na Obrázek 2.2.



Obrázek 2.2: Schéma scrambleru.

### 2.1.3 Kanálové kódování

Energeticky vyvážená data vstupují do bloku kanálového kódování. Za cenu vnesení redundance do vysílaného objemu dat a snížení užitečné přenosové rychlosti se tím signál zabezpečí proti chybám vzniklým v důsledku působení nepříznivých vlivů přenosového kanálu. Na přijímací straně lze pak mnohé z chyb opravit, a výrazně tak přispět ke zkvalitnění celého komunikačního procesu.

Kromě systému DVB-T/H umožňuje program také simulaci DVB-S/C. Aby bylo možné snáze vystihnout různý způsob kódování u systému digitální kabelové televize, byly vytvořeny dvě funkce kanálového kódování. Rozdíl spočívá v absenci vnitřního kódování a vnitřního prokladače u kodéru pro DVB-C. Jedná se o funkce *fecenc* a *fecenc\_C*.

#### vstupní parametry:

<i>zdroj2</i>	bity; řádkový vektor; energeticky rozptýlená data
<i>code_rate</i>	zlomek; 1x1; kódový poměr
<i>bitPERsym</i>	přirozené číslo; 1x1; počet bitů na symbol, vyjadřuje typ QAM modulace subnosných
<i>payload</i>	přirozené číslo; 1x1; počet užitečných subnosných

#### výstupní parametry:

<i>symint</i>	bity; řádkový vektor; kanálově kódovaná data
<i>trellis</i>	pole objektu; specifikace struktury konvolučního kodéru
<i>puncpat</i>	bity; vektor; tečkovací vzorec
<i>intrlved2</i>	bity; řádkový vektor; konvolučně proložená data pro výpočet BER after Viterbi

<i>convol</i>	bity; řádkový vektor; konvolučně kódovaná data pro výpočet BER before Viterbi
<i>added2</i>	bity; řádkový vektor; přidané bity náhodného charakteru, zajišťují dělitelnost dat délkou tečkovacího vzorce
<i>added3</i>	bity; řádkový vektor; přidané bity náhodného charakteru, zajišťují dělitelnost dat počtem užitečných nosných OFDM symbolů
<i>symbolu</i>	přirozené číslo; 1x1; celkový počet přenášených OFDM symbolů
<i>bit_int_table</i>	přirozená čísla; sloupcový vektor; bitově proložený pomocný vektor indexů
<i>sym_int_table</i>	přirozená čísla; sloupcový vektor; symbolově proložený pomocný vektor indexů

Funkce FEC kodéru se skládá z pěti dílčích částí. Jsou to RS kodér, vnější prokladač, konvoluční kodér, vnitřní binární prokladač a vnitřní symbolový prokladač.

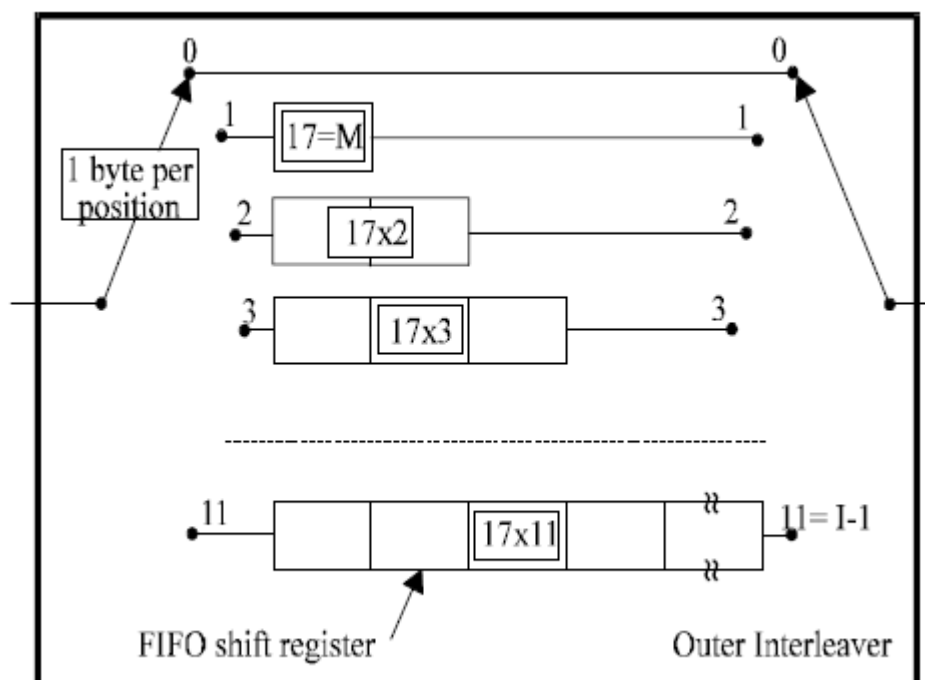
### **Reed-Solomonův kodér**

Vnější Reed-Solomon kodér vytváří blokový kód pro opravu chybných bajtů. V DVB je použit zkrácený RS(204,188), to znamená, že k 188 bajtům transportního toku přidává dalších 16 ochranných bajtů. Ve výsledku je schopen opravit až 8 chybných bajtů. Je definován Galoisovým polem.

V MATLABU funkce *gf()* z užitečných dat vytváří Galoisovo pole a funkce *rsenc()* provádí samotné kódování. Využívá se přitom nezkrácený systematický kód RS(255,239), takže každých 188 bajtů vstupních dat je třeba doplnit o vektor 51 nulových bajtů. Za kodérem se tentýž počet bajtů z každého paketu odebere a vznikne tak paket délky 204 bajtů. Tímto způsobem je dosaženo zkrácení vnějšího kódu.

### **Konvoluční prokladač**

Následuje vnější nebo také konvoluční prokladač s hloubkou prokládání 12 a základním zpožděním  $204/12 = 17$ . Schéma prokladače je na Obrázek 2.3. Skládá se z 12 větví, do kterých je pomocí přepínače cyklicky přiváděn vstupní signál. Vždy po jednom bajtu do každé větve. Větve tvoří posuvné registry typu *FIFO*, počet buněk odpovídá základnímu zpoždění násobenému indexem větve od 0 do 11. Délka registrů tak narůstá od 0 – symbol je přímo předán na výstup bez zpoždění – po 11x17 – poslední a nejdelší registr.



Obrázek 2.3: Schéma konvolučního prokladače ve vysílači (převzato z [2]).

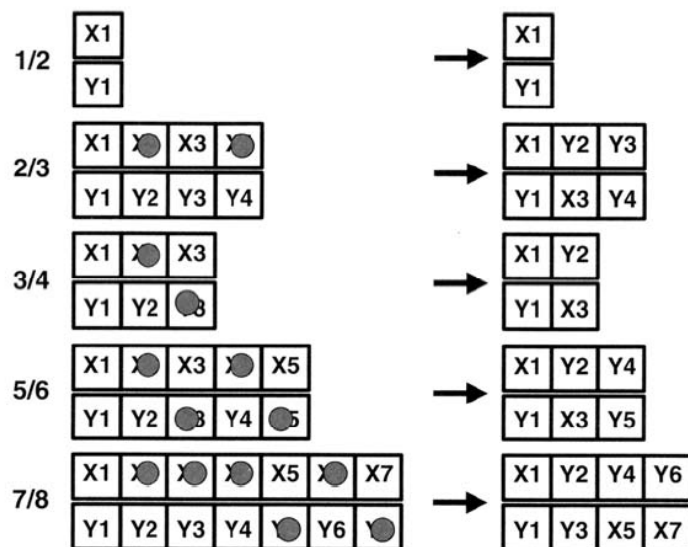
Výše popsanému prokladači odpovídá v MATLABU funkce *muxintrlv()*. Vstupními proměnnými jsou vektor zpoždění registrů a přenášená data doplněná o vektor náhodných bajtů délky rovné dvojnásobku celkového zpoždění všech registrů. Registry jsou totiž na počátku prokládání vyprázdněny, a předtím než dojde k jejich naplnění, jsou na příslušných výstupech nulové hodnoty. Podobně po vstupu posledního bajtu do prokladače zase trvá tutéž dobu, než všechny přenášený obsah projde na výstup a mezitím výstupy kratších registrů chrlí nulové hodnoty. A protože se délka výstupní sekvence funkce *muxintrlv()* rovná délce sekvence vstupní, je nutné doplnit data o vektor náhodných bajtů zmíněný výše. Pokud by nesly přidáné bajty nulovou hodnotu, vznikla by na konci přenášené sekvence dlouhá řada nul a s tím související energetická nerovnováha. Podobná nerovnováha by byla vlivem prázdných registrů i na počátku sekvence, a proto jsou registry ještě před začátkem prokládání uměle naplněny náhodnými bajty.

Na základě testů bylo zjištěno, že funkce *muxintrlv()* způsobuje poměrně citelné časové prodloužení průběhu simulace a jako záloha je tedy ve funkci *fecenc* připraven prokladač koncepčně jednodušší a především rychlejší. Bajty jsou ukládány do řádků pomyslné matice o rozměru 17x12 a následně jsou čteny ze sloupců téže matice. Na výslednou chybovost nemá zjednodušení žádný významný vliv. Tuto variantu provádí funkce *matintrlv()*.

### Konvoluční kodér

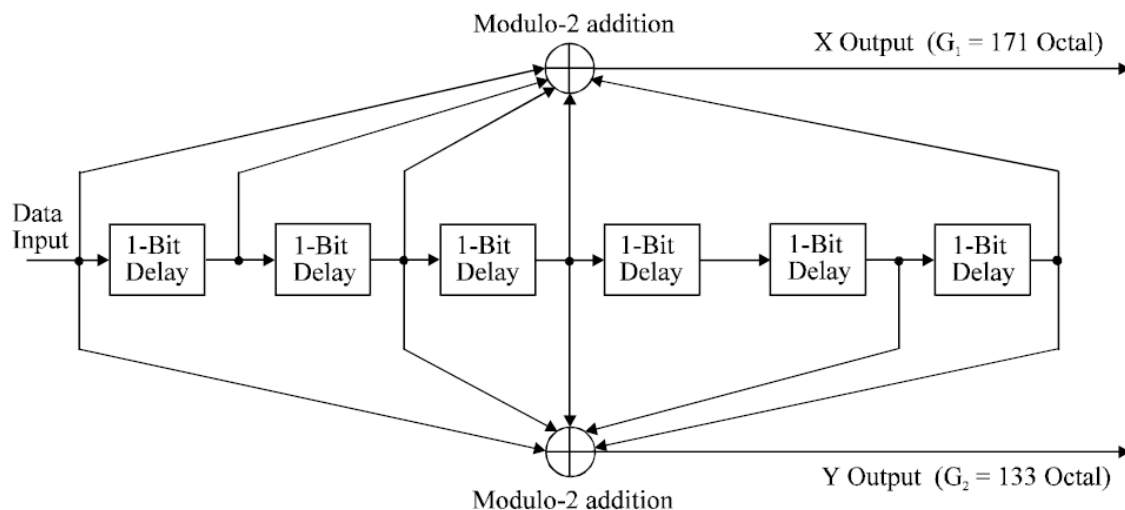
Kód vnitřního kodéru se řadí mezi konvoluční a slouží k opravě jednotlivých bitů. Primární kódový poměr je 1/2, délka působení 7. Generující polynomy primárního poměru jsou  $G_1=171_{\text{OCT}}$  pro výstup X a  $G_2=133_{\text{OCT}}$  pro výstup Y. Pomocí tzv. tečkování primárního

kódu lze dosáhnout nižších kódových poměrů, konkrétně  $2/3$ ,  $3/4$ ,  $5/6$  a  $7/8$ . Princip tečkování je znázorněn na Obrázek 2.4, samotný kodér pak na Obrázek 2.5.



Obrázek 2.4: Princip tečkování primárního kódu (převzato z [1]).

V MATLABU je definice polynomem akceptována funkcí *polytrellis()*. Její výstup je společně s tečkovacím vzorem a bitovou sekvencí přenášeného signálu zpracován funkcí *convenc()*, která provádí samotné kódování, včetně zúžení konvolučního kódu.



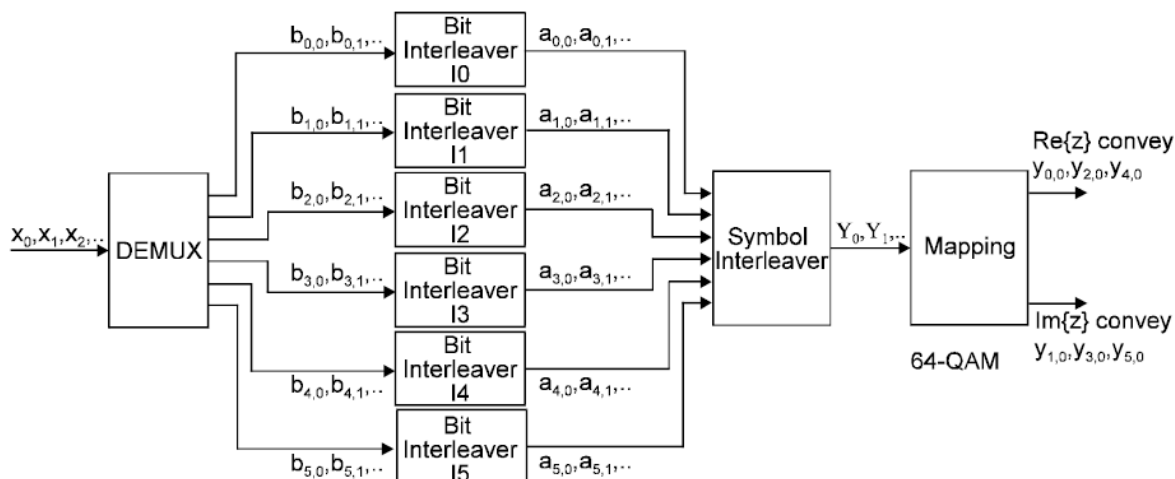
Obrázek 2.5: Schéma konvolučního kodéru (převzato z [2]).

Takto kódovaný signál se v další fázi podrobuje vnitřnímu prokládání. Do této kategorie spadá prokládání bitové a symbolové.

## Bitový prokladač

Datový tok se nejprve demultiplexuje do 2, 4 nebo 6 větví podle toho, která z konstelací QPSK, 16-QAM nebo 64-QAM bude použita pro modulaci subnosných. Demultiplexování neboli přidělování aktuálních bitů do konkrétních větví probíhá podle určitého klíče. Liší se v závislosti na počtu větví a potažmo na použité modulaci. Ve funkci *fecenc()* je vektor indexů (viz. následující odstavce) rozdělen do matice, kde každé z větví odpovídá jeden řádek. Řádky jsou posléze přehozeny podle demultiplexního klíče.

Schéma bitového prokladače pro modulaci 64-QAM je na Obrázek 2.6. Každá z větví má svůj vlastní prokladač. Samotné prokládání probíhá v rámci bloků dat délky 126 bitů. Na jeden OFDM symbol v módu 2k tak připadá 12 bloků, v módu 4k 24 bloků a v módu 8k 48 bloků. V každém takovém bloku dochází ke kruhovému posuvu bitů o 63, 105, 42, 21 nebo 84 bitů podle toho, o kterou z větví 2 – 6 se jedná. Bity první větve zůstávají beze změny. Jednotlivé výstupy prokladačů se seskupují v symboly, po jednom bitu z každé větve.



Obrázek 2.6: Schéma bitového prokladače pro modulaci 64-QAM (převzato z [2]).

V programu je problematika prokládání řešena pomocí vektoru indexů, na který se uplatní demultiplexování i bitové prokládání a samotná přenášená data v bitové podobě jsou přeskládána teprve až na základě permutovaných indexů. Vektor indexů musí obsahovat hodnoty od 1 do délky bloku 126 násobené počtem bitů na symbol, tedy hodnotou 2, 4 nebo 6. Proložený vektor indexů se periodicky aplikuje na bity přenášených dat.

## Symbolový prokladač

Podobě jako u bitového prokládání se i u symbolového prokládání vytváří pomocný vektor indexů. Ten má však v této situaci jinou délku, protože i prokládací perioda, která se opakuje po celé délce přenášených dat, je jiná. Tentokrát je rovna počtu užitečných nosných OFDM symbolů. Samotný algoritmus, podle kterého se indexy prokládají, je

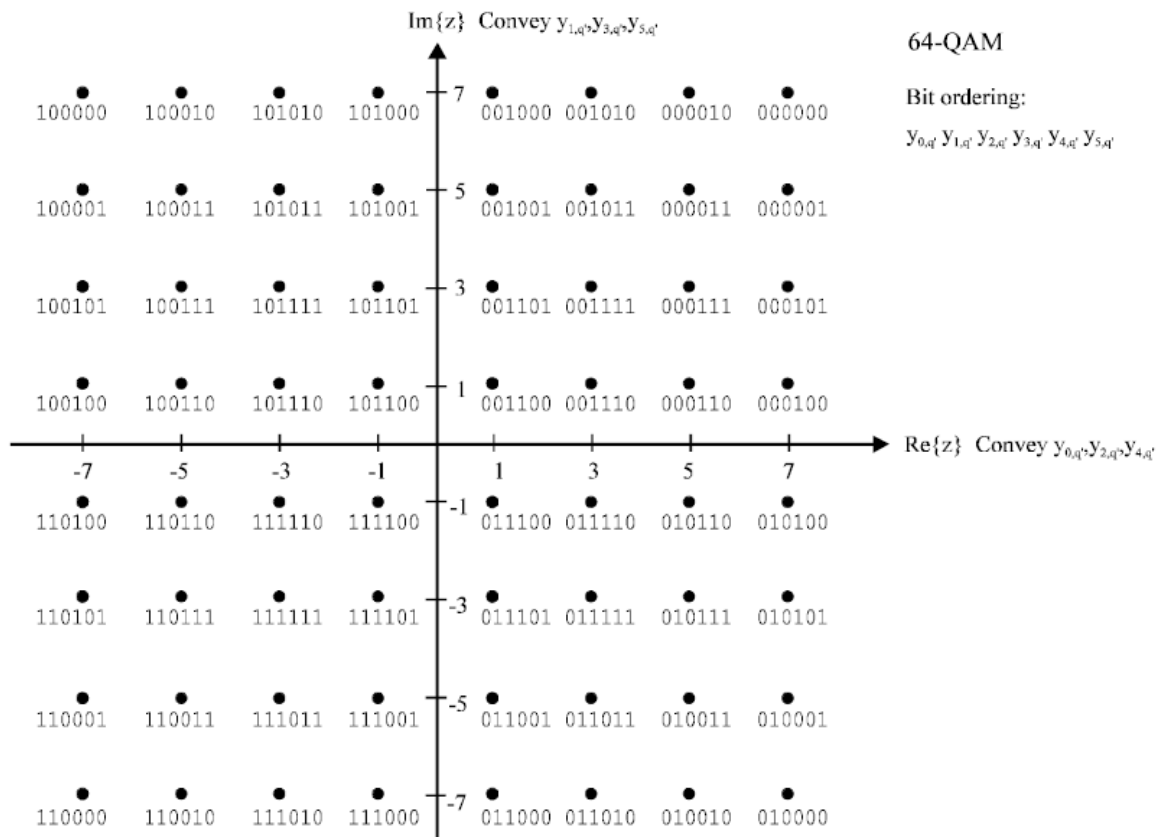
složitý, probíhá v cyklu délky rovné počtu všech subnosných, obsahuje zpětnou vazbu, *xor* hradlo a permutační člen. Výsledný vektor je třeba extrapolovat na délku 2, 4 nebo 6 násobně větší, jelikož je třeba i zde mít na paměti budoucí seskupování dvojic, čtveřic či šestic bitů do symbolů. Přeskládaný vektor indexů slouží opět jako vzor pro přeskládání bitů přenášených dat. Symbolové prokládání tedy probíhá v rámci jednotlivých OFDM symbolů, ale symboly pro modulaci subnosných, podle kterých se toto prokládání označuje, zatím ještě v této fázi neexistují a jsou reprezentovány skupinami bitů.

## 2.1.4 Mapování

Zakódovaná a proložená data vstupují do bloku mapování. V praxi to znamená nahrazení skupiny bitů tvořící jeden symbol komplexním číslem, které vyjadřuje polohu symbolu v konstelačním diagramu. Vzhled konstelačního diagramu závisí na typu modulace subnosných. V DVB-T se nabízejí tři možnosti: QPSK, 16-QAM a 64-QAM. Počet bitů, které reprezentuje jedna konstelační pozice, je dán jednoduchým vzorcem

$$n = \log_2 M, \quad (2.1)$$

kde  $M$  je počet stavů diagramu. Přesná poloha konstelačních pozic je na reálné i imaginální ose vyznačena lichými čísly, kladnými a zápornými. V diagramu 64-QAM jsou to čísla  $\{-7, -5, -3, -1, 1, 3, 5, 7\}$ .



Obrázek 2.7: Rozvržení konstelace 64-QAM (převzato z [2]).



Pravidla pro obsazení jednotlivých pozic diagramu konkrétním symbolem udává Grayův kód. Je to sofistikovaný klíč, který zajišťuje, že se binární kombinace na sousedních pozicích liší vždy pouze jedním bitem. V případě, že se na straně příjmu chybně vyhodnotí pozice symbolu v konstelačním diagramu – pravděpodobně se přisoudí jednomu ze sousedních stavů – bude v celém symbolu chybný jen jeden bit. Zvyšuje se tak šance úspěšné korekce. Rozvržení konstelačního diagramu pro 64-QAM je na Obrázek 2.7.

V programu plní úlohu mapování funkce *mapper*.

#### vstupní parametry:

<i>symint</i>	bity; řádkový vektor; kanálově kódovaná data
<i>bitPERsym</i>	přirozené číslo; 1x1; počet bitů na symbol, vyjadřuje typ QAM modulace subnosných
<i>symbolu</i>	přirozené číslo; 1x1; celkový počet přenášených OFDM symbolů

#### výstupní parametry:

<i>mapped</i>	komplexní čísla; matice (počet užit. nosných x počet OFDM symbolů); komplexně mapovaná data  v systémech DVB-S/C řádkový vektor
<i>map</i>	objekt; specifikace QAM modulace

Stěžejní význam nese funkce *modulate()*, která kromě přenášených dat vyžaduje objekt QAM modulátoru s informacemi o konstelaci, kódu mapování (Grayův) a formátu vstupních dat.

## **2.1.5 Utváření rámce**

Nyní přichází na řadu utváření rámce. V praxi je vysílaný signál organizován do rámců, které jsou tvořeny 68 OFDM symboly a 4 takové rámce vytvářejí superrámec. V programu ale tento postup nebude striktně dodržen. Přenášená data svoji délkou při jisté konfiguraci systému vystačí na vytvoření třeba jen 8 OFDM symbolů, a je potom zbytečné vytvářet několikanásobně větší objem dat jen proto, aby bylo dosaženo počtu 68 OFDM symbolů. Docházelo by k prodloužení průběhu simulace a výsledek by byl tentýž.

Jeden OFDM symbol vyjadřuje stav všech nezávisle modulovaných subnosných (označují se též jako nosné). Nosné lze rozdělit do 4 kategorií na základě účelu, k jakému slouží:

- užitečné nosné (payload)
- rozptýlené pilotní nosné (scattered)
- kontinuální pilotní nosné (continual)
- TPS nosné

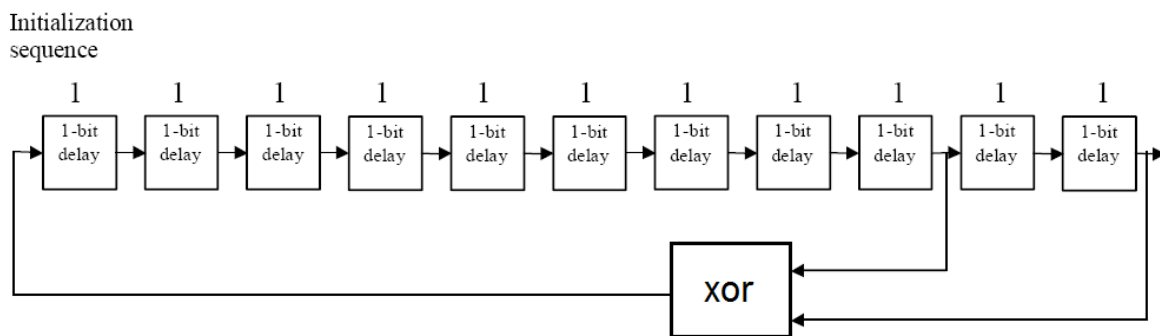
Piloty mohou být použity pro synchronizaci rámců, frekvenční a časovou synchronizaci, odhad kanálu, identifikaci módu vysílání anebo pro sledování fázového šumu.

Přesné počty nosných dle kategorií a OFDM módu jsou v Tabulka 2.1. Poloha každého kontinuálního pilotu koliduje v každém 4 OFDM symbolu s polohou rozptýleného pilotu. Proto jsou u rozptýlených pilotů dvě hodnoty: včetně kolidujících / vyjma kolidujících.

Tabulka 2.1: Počty nosných dle kategorií a OFDM módu

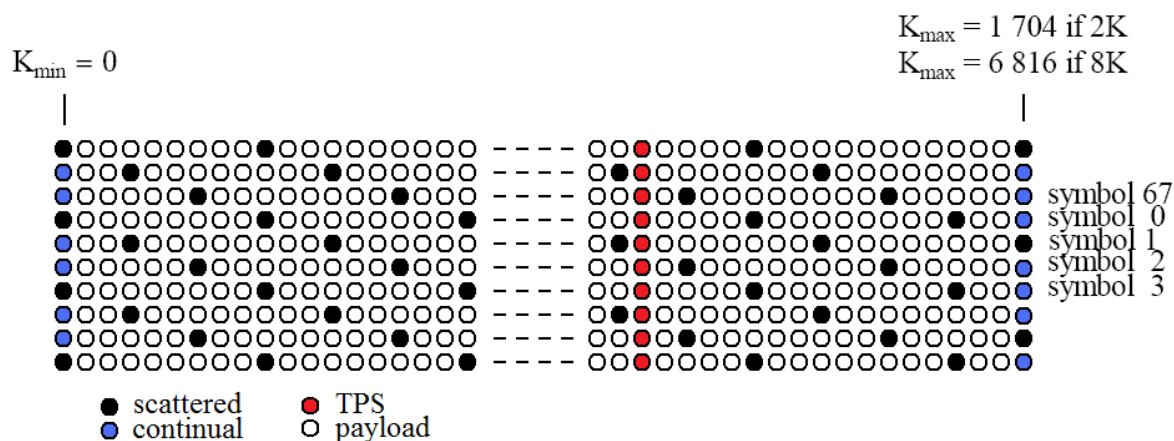
	mód 2k	mód 4k	mód 8k
počet nosných	2048	4096	8192
použité nosné	1705	3409	6817
rozptýlené nosné	142/131	284/262	568/524
kontinuální nosné	45	89	177
TPS nosné	17	34	68
užitečné nosné	1512	3024	6048

Rozptýlené a kontinuální nosné nesou referenční informaci, jejíž hodnota je přijímači předem známa. Jsou přenášeny posíleným výkonem v poměru 16/9 oproti střednímu výkonu ostatních nosných (vzorky jsou násobeny koeficientem  $\sqrt{(16/9)} = 4/3$ ). Hodnoty pilotů jsou vytvářeny generátorem pseudonáhodné binární posloupnosti. Jeho schéma je na Obrázek 2.8.



Obrázek 2.8: Genenátor pseudonáhodné posloupnosti hodnot pilotů (převzato z [2]).

Rozptýlené piloty jsou přenášeny každou 12 nosnou, přičemž v následujícím OFDM symbolu je jejich pozice posunuta o tři nosné dopředu. Totožná uspořádání všech pilotů se tedy opakuje s periodou 4 OFDM symbolů. Poloha kontinuálních pilotů, stejně jako TPS nosných je dána výčtem konkrétních pozic a je neměnná. Nejsou rozmístěny zcela pravidelně, ale přesto se vyskytují napříč celým OFDM symbolem. Systém rozložení pilotů je znázorněn na Obrázek 2.9.



Obrázek 2.9: Schéma umístění pilotů a TPS nosných v OFDM symbolu (převzato z [2]).

TPS nosné (Transmission Parameter Signalling) obsahují informace o použitém vysílacím schématu, tj. kanálové kódování a modulace. Každá TPS nosná jednoho OFDM symbolu přenáší tentýž informační bit. Konkrétně přenáší tento druh informací:

- typ modulace QAM včetně parametru  $\alpha$  (vzdálenost mezi stavy konstelace)
- informace o hierarchické modulaci
- délka ochranného intervalu
- kódový poměr konvolučního kódu
- mód OFDM (2k, 4k, 8k)
- číslo rámce
- identifikace nosné

TPS informace je přenášena v blocích délky 68 bitů. S uvážením, že jeden takový bit připadá na jeden OFDM symbol, pokrývá délka bloku jeden celý rámeček. Rozvržení bitů je následující:

- 1 bit inicializační
- 16 bitů synchronizačních
- 37 bitů informačních (v současnosti se využívá 31 bitů, ostatní vynulované)
- 14 bitů redundantních jako protichybová ochrana

TPS nosné se modulují na principu DBPSK modulace, 0 znamená zachování stavu, 1 změnu stavu. Jejich výkonová úroveň není na rozdíl od pilotů posílána, rovná se střednímu výkonu ostatních nosných.

V simulačním programu je proces uspořádání nosných obsažen ve funkci *frame*.

#### vstupní parametry:

*moduliztnosne*      komplexní čísla; matice (počet užit. nosných x počet OFDM symbolů); komplexně mapovaná data

<i>mod_ofdm</i>	řetězec; informace o použitém OFDM módu
<i>symbolu</i>	přirozené číslo; 1x1; celkový počet přenášených OFDM symbolů
<i>nosne</i>	přirozené číslo; 1x1; celkový počet všech nosných včetně neaktivních na okrajích OFDM symbolu
<i>used_nosne</i>	přirozené číslo; 1x1; celkový počet všech použitých nosných
<i>stavy_modulace</i>	přirozené číslo; 1x1; počet stavů použité konstelace QAM
<u>výstupní parametry:</u>	
<i>vsechnynosne</i>	komplexní čísla; matice (počet použitých nosných x počet OFDM symbolů); OFDM symboly bez okrajových nul
<i>cnp</i>	přirozená čísla; sloupcový vektor; pozice kontinuálních nosných
<i>tps</i>	přirozená čísla; sloupcový vektor; pozice TPS nosných
<i>piloty</i>	desetinná čísla; sloupcový vektor; hodnoty pilotních nosných

Tělo funkce *frame* tvoří generátor pseudonáhodné posloupnosti, DBPSK mapování TPS bitů a cyklus, ve kterém dochází k seskládání užitečných, pilotních a TPS dat do OFDM symbolů. Data, která jsou přenášena TPS nosnými, jsou v simulačním programu stanovena pevně a nedochází k jejich modifikaci podle konkrétních parametrů vysílání. Počet OFDM symbolů je totiž v simulaci omezen délkou zkušebního signálu a ve většině případů nestačí na vytvoření celého OFDM rámce, potažmo jednoho bloku TPS dat.

## 2.1.6 OFDM modulace a ochranný interval

OFDM symbol je této fázi připraven k modulaci na ortogonální nosné. Zbývá ještě přidat část sloužící k definici neaktivních nosných na obou okrajích frekvenčního pásma. Tímto a také samotnou modulací a následnou úpravou OFDM symbolu se zabývá funkce *ofdm*.

### vstupní parametry:

<i>vsechnynosne</i>	komplexní čísla; matice (počet použitých nosných x počet OFDM symbolů); OFDM symboly bez okrajových nul
<i>nosne</i>	přirozené číslo; 1x1; celkový počet všech nosných včetně neaktivních na okrajích OFDM symbolu
<i>used_nosne</i>	přirozené číslo; 1x1; celkový počet všech použitých nosných
<i>symbolu</i>	přirozené číslo; 1x1; celkový počet přenášených OFDM symbolů
<i>ochranny_interval</i>	zlomek; 1x1; poměr délky ochranného intervalu vůči užitečné části OFDM symbolu

### výstupní parametry:

<i>sokraji</i>	komplexní čísla; řádkový vektor; OFDM symboly po modulaci včetně ochranného intervalu
<i>ng</i>	přirozené číslo; 1x1; délka ochranného intervalu ve vzorcích
<i>nramp</i>	přirozené číslo; 1x1; délka rampy na okrajích OFDM symbolu ve vzorcích
<i>prevedeno</i>	komplexní čísla; matice (počet všech nosných x počet OFDM symbolů); OFDM symboly po modulaci bez ochranného intervalu

Základní princip modulace více nosných je založen na myšlence, že uspořádání OFDM symbolu před modulací odpovídá podobě modulovaného signálu ve frekvenční oblasti. Stačí tedy provést inverzní Fourierovu transformaci, aby bylo dosaženo časové podoby OFDM symbolu po modulaci. Výsledný efekt je přitom stejný, jako kdyby se modulovala každá nosná zvlášť, a poté se všechny nosné sečetly dohromady.

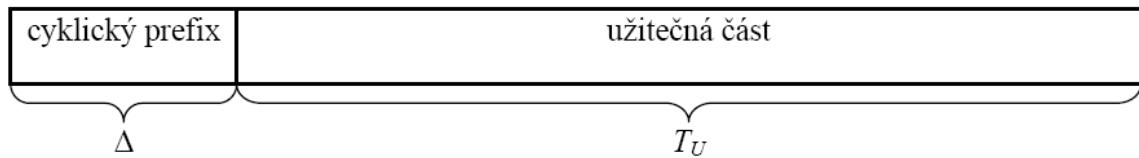
V simulačním programu je k tomu využita funkce *ifft()*. Počet vzorků Fourierovy transformace by měl být větší, než počet užitečných nosných a zároveň by měl být roven mocnině čísla 2. Na základě těchto dvou podmínek se nabízí čísla 2048, 4096 a 8192 v módu 2k, 4k a 8k. Počet nosných a označení módu spolu velmi úzce souvisí, protože písmeno *k* vyjadřuje předponu kilobit, a tedy hodnotu 1024. Počty nosných jsou pak jejím násobkem. Nově vzniklé nosné se označují jako neaktivní a nesou nulové hodnoty. Polovina z nich se připojí na začátek a druhá polovina na konec stávající řady použitých nosných.

OFDM symbol na výstupu funkce *ifft()* je třeba doplnit o tzv. ochranný interval. Posláním ochranného intervalu je potlačení mezisymbolových přeslechů (intersymbol interference). Vlivy zpožděných odrazů odeznívají během tohoto intervalu a neovlivňují užitečnou část OFDM symbolu. Obsah ochranného intervalu však nemůže být ledajaký. Jeho přítomnost totiž narušuje ortogonalitu systému subnosných a způsobuje tím přeslechy mezi subnosnými (intercarrier interference). Aby se tomu předešlo, musí se naplnit sekvencí totožnou s tou na konci užitečné části symbolu. Proto se také někdy nazývá *cyklický prefix*. Jeho délka se vyjadřuje poměrem vůči užitečné části a v DVB-T/H se lze setkat s čísly 1/4, 1/8, 1/16, 1/32.

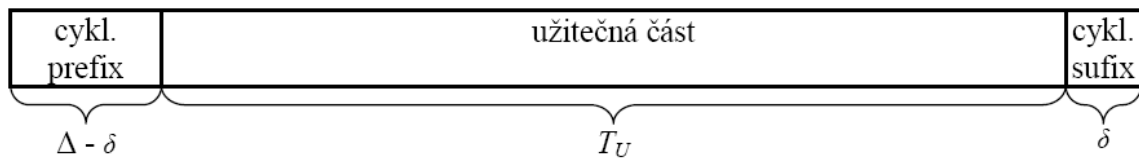
Aby bylo možné přenášet signál televizním kanálem, musejí být splněny požadavky na frekvenční přesah do sousedního kanálu. Výkonová úroveň signálu zde musí ležet pod maximální povolenou hodnotou, kterou stanovuje spektrální maska. Týká se to hlavně případů, kdy v přilehlém televizním kanálu vysílá analogová televize nebo úplně jiná radiokomunikační služba. Z toho důvodu se mezi počátečními a koncovými vzorky OFDM symbolu vymezí část zvaná rampa, která se podrobí filtraci Hannovým oknem. Rampa však nesmí být tvořena užitečnou částí OFDM symbolu. Z toho důvodu se část ochranného intervalu odpovídající délky přesune na konec OFDM symbolu. Tady nese název *cyklický*

*sufix* a je naplněna sekvencí totožnou s tou na počátku užitečné části symbolu. Poměr délky rampy vůči délce ochranného intervalu je 1/8. Pozice ochranného intervalu a rampy je znázorněna na Obrázek 2.10.

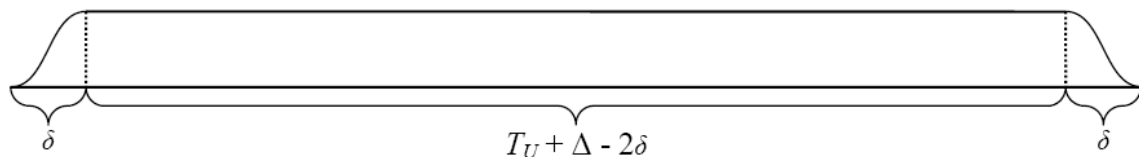
Ochranný interval jako cyklický prefix



Prerozdělení ochranného intervalu mezi cyklický prefix a sufix



Filtrační okno



Obrázek 2.10: Pozice ochranného intervalu a rampy (převzato z [11]).

### 2.1.7 Tvarovací filtr vysílače

Posledním krokem před vypuštěním signálu do přenosového kanálu je filtrace dolní propustí. Za tímto účelem byla vytvořena funkce *firtx*.

vstupní parametry:

*sokraji*      komplexní čísla; řádkový vektorů; OFDM symboly po modulaci včetně ochranného intervalu

*fs*            desetinné číslo; 1x1; vzorkovací frekvence IFFT [Hz]

*fvz*           desetinné číslo; 1x1; vzorkovací frekvence po převzorkování [Hz]

*rolloff*      desetinné číslo; 1x1; roll-off faktor

výstupní parametry:

*txout*        komplexní čísla; řádkový vektor; vysílaný signál v základním pásmu

*delay*        přirozené číslo; 1x1; zpoždění tvarovacího filtru

Tvarovací filtr slouží k úpravě průběhu signálu za účelem eliminace mezisymbolových přeslechů. Dochází přitom k omezení spektra signálu, a lze tak lépe

využit omezenou šířku pásma. Jedná se o filtraci dolní propustí. Pro tyto účely je však vhodný jen určitý typ dolní propustí. Nejčastěji se používá raised cosine filtr. Tvaruje pulsy tím způsobem, že časová odezva jednoho pulsu prochází nulou právě v celistvých násobcích vzorkovací periody, takže nedochází k přeslechům mezi sousedními vzorky.

Průvodním jevem filtrace je převzorkování, kdy se mezi každé dva vzorky vstupního signálu vloží vždy stejný počet nulových vzorků. Následnou filtrací se jejich hodnota uzpůsobí tak, že vytváří pozvolný přechod mezi původními vzorky. Tím dojde k vyhlazení ostrého průběhu signálu, a jeho spektrum se tak výrazně omezí.

V MATLABU je za účelem raised cosine filtrace k dispozici funkce *rcosflt()*. Lze tu specifikovat konkrétní provedení filtru. Ideálním modelem je filtr rozdělený na dvě odmocninné mutace, každá z nich na jedné straně přenosového kanálu. Výsledný efekt je stejný, jako kdyby se použil jeden RC filtr. Tento filtr je znám pod názvem square-root raised cosine.

Další ze vstupních parametrů *rcosflt()* funkce je roll-off faktor. Je to činitel, který smí nabývat hodnot v rozmezí od 0 do 1 a vyjadřuje strmost frekvenční odezvy. Nula odpovídá kolmému hranatému přechodu, jednička pozvolnému hladkému. V simulačním programu je napevno zadán roll-off faktor 0,35, jako je tomu u DVB-T.

Součástí funkce *rcosflt()* je i převzorkování vstupního signálu. Míra převzorkování je vyjádřena poměrem  $f_vz$  a  $f_s$ . Jako kompromis mezi velkým nárůstem počtu vzorků na jedné straně a dostatečným efektem filtrace na straně druhé byl zvolen poměr 1:6. Podobným kompromisem bylo dosaženo i zpoždění tvarovacího filtru, které vyjadřuje délku časové odezvy pulsu. Jeho hodnota je 10 vzorkovacích period vstupního signálu. Příliš velké zpoždění nezvyšuje počet vzorků, ale prodlužuje filtraci.

V této podobě je možné signál modulovat na vysokofrekvenční nosnou. K tomu je však zapotřebí minimálně o řád vyšší vzorkovací kmitočty. Při stávajícím objemu dat to znamená neúnosně velké navýšení počtu vzorků. Z tohoto důvodu simulace probíhá v základním pásmu. Přesto se některé aspekty přenosu v rádiovém pásmu do simulace promítají. U modelových situací, které počítají s pohybem přijímače, je vliv vysokofrekvenční nosné zohledněn prostřednictvím velikosti Dopplerova posuvu. Navíc je od výběru domnělého televizního kanálu odvislá šířka pásma kanálu a vzorkovací frekvence IFFT. Kanály III. televizního pásma mají šířku 7 MHz, ve IV. a V. televizním pásmu jsou kanály širší 8 MHz.

## 2.2 Kanál

Model přenosového kanálu je v souladu s obecně platnými pravidly koncipován tak, že se nejprve provádí simulace jevů spojených s vícestředným šířením signálu a případným pohybem přijímače, a teprve poté se k signálu přičítá aditivní šum.

### 2.2.1 Vícecestný kanál

První z uvedených operací je kompletně obsažena ve funkci *multipath*.

vstupní parametry:

<i>txout</i>	komplexní čísla; řádkový vektor; vysílaný signál v základním pásmu
<i>fd</i>	desetinné číslo; 1x1; Dopplerův posuv frekvence [Hz]
<i>Tvz</i>	desetinné číslo; 1x1; vzorkovací perioda signálu [s]
<i>tau</i>	desetinná čísla; řádkový vektor (1x20); zpoždění přenosových cest [μs]
<i>groups</i>	desetinná čísla; řádkový vektor (1x4); zpoždění skupin přenosových cest [μs]
<i>lossdB</i>	desetinná čísla; řádkový vektor (1x20); útlum přenosových cest [dB]
<i>phase</i>	desetinná čísla; řádkový vektor (1x20); fázový posuv přenosových cest [°]
<i>cesta</i>	bit; řádkový vektor (1x20); aktivní cesty kanálového profilu 1 → aktivní    0 → neaktivní
<i>const_phase</i>	bit; (1x1); atribut konstantní fáze kanálového profilu 1 → platná    0 → neplatná
<i>los</i>	bit; (1x1); existence přímé cesty (line of sight) 1 → je součástí    0 → není součástí
<i>k_faktor</i>	desetinné číslo; (1x1); K-faktor kanálového profilu s konstantní fází [dB]
<i>spektrum</i>	přirozená čísla; řádkový vektor (1x20); indikuje druh Dopplerova spektra přenosových cest kanálového profilu s nekonstantní fází 1 → <i>pure Doppler</i> 2 → <i>Rayleigh-Jakes</i> 3 → <i>Rice-Jakes</i> 4 → <i>Rayleigh-Gauss</i> 3 → <i>Rice-Gauss</i>
<i>k_vektor</i>	desetinná čísla; řádkový vektor (1x20); K-faktory jednotlivých cest přenosového kanálu s nekonstantní fází [dB]
<i>fq_ratio</i>	desetinná čísla; řádkový vektor (1x20); poměr posuvu spektra přímé cesty a maximálního Dopplerova posuvu
<i>sto</i>	desetinné číslo; (1x1); normalizovaná standardní odchylka Gaussova spektra



### výstupní parametry:

<i>faded</i>	imaginární čísla; řádkový vektor; signál po průchodu vícecestným kanálem
<i>cas</i>	desetinná čísla; řádkový vektor (1xdélka <i>faded</i> ); časový rastr převzorkovaného signálu

Před začátkem simulace vícecestného kanálu je položena stěžejní otázka, na základě které se zvolí jedna ze dvou koncepcí utváření kanálového modelu. Jedná se o to, zda jsou cesty chápány jako elementární paprsky s konstantním fázovým posuvem nebo jako svazky paprsků s neurčitým fázovým posuvem.

V prvním případě se ve smyčce vzorky každé z cest podrobují výkonovému útlumu a natočení fáze. Hodnoty výkonového útlumu v decibelech se přitom převádějí do absolutní míry útlumu napětí. Časové zpoždění cest se přepočítává na počet vzorků a stejný počet nul se následně předsune před stávající posloupnost vzorků signálu. Takto modifikované posloupnosti se na konci smyčky přičítají k sumě všech cest. Jedná se však zatím pouze o odrazy. Pokud je součástí profilu i přímá cesta, stojí mimo smyčku a přičítá se až nakonec. Její výpočet spočívá jen v úpravě amplitudy vzorků na základě zesílení oproti celkovému výkonu odrazů. Přesnou míru vyjadřuje parametr K-faktor. Výsledný signál se ještě normuje za účelem dosažení jednotkového výkonu. Celý algoritmus se striktně drží matematického předpisu daného rovnicí (4.1).

V případě druhé koncepce kanálu, kde figurují cesty s nekonstantní fází, dochází k vyhodnocení jiné smyčky. I ta je součástí funkce *multipath*. Opět se tu cyklicky vytvářejí jednotlivé příspěvky v podobě dílčích cest. Tentokrát se však nedá říct, že se jedná výhradně o odrazy. Každá z cest je definovaná Dopplerovým spektrem a případná přítomnost přímé cesty je indikována jeho typem.

K získání čtyř z pěti filtrů s příslušným Dopplerovým spektrem posloužily funkce MATLABU *ricianchan()* a *rayleighchan()*. U každé z nich je možné zvolit provedení *Jakes* nebo *Gauss*. Jejich vstupními parametry jsou Dopplerův posuv frekvence, vzorkovací perioda signálu a v případě funkce *ricianchan()* také K-faktory v případě jedné nebo více přímých cest. Krom toho lze ještě upravovat poměr posuvu spektra přímé cesty vůči maximálnímu Dopplerovu posuvu nebo třeba standardní odchylku Gaussova spektra, je-li použito.

Možnosti obou funkcí jsou však ještě větší. Jsou schopny přímo zpracovat vektory zpoždění a útlumu jednotlivých cest. Vzhledem ke komplikovanosti některých profilů a především jejich velkých zpoždění však vzniká příliš dlouhá odezva kanálu, kterou systém není schopen dále zpracovat, a objevují se chybová hlášení. Proto se v simulačním programu filtry s Dopplerovým spektrem aplikují na každou cestu zvlášť a příslušné zpoždění a útlum se ošetří dodatečně. Používá se přitom stejný postup jako u kanálu s konstantní fází. Útlum vyjádřený jako poměr napětí násobí amplitudy vzorků, zpoždění přepočtené na počet vzorků stanovuje délku sekvence vložených nul.

Poslední z pěti typů kanálového filtru s *Pure Doppler* spektrem byl vytvořen podobným způsobem, jako v případě kanálů s konstantní fází. Rozdíl je jen v tom, že se posuv fáze v čase neustále mění, a to v závislosti na Dopplerově frekvenčním posuvu.

Poté co jsou do součtového vektoru přičteny příspěvky všech aktivních cest, dochází k souhrnnému normování. Signál má potom jednotkový výkon. Na výslednou chybovost však normování nemá žádný vliv. V tomto ohledu se na kvalitě signálu na příjmu podepisuje přídatný šum, jehož hodnota je dána poměrem C/N a absolutní úrovní zde tudíž nehrají žádnou roli.

### 2.2.2 Šumový kanál

Teprve jakmile je signál postižen případnými kanálovými úniky, přistupuje se k přičtení aditivního šumu. Je přitom využito funkce *awgn()*. Jedna z řady několika možných pracovních metod, kterými tato funkce disponuje, nese příznak '*mesured*'. Je založena na měření výkonové úrovně vstupního signálu a následném přičtení šumu o výkonu odpovídajícímu hodnotě SNR přepočtené na jeden signálový vzorek. Tato hodnota je zhruba o 5 dB nižší než C/N. Přesná relace mezi oběma poměry v dB je dána následujícím vztahem [16]

$$SNR_{\text{sample}} = CNR_{\text{dB}} + 10 \log \left( \frac{2 \cdot BW}{f_{S\_IFFT} \cdot prevz} \right), \quad (2.2)$$

kde  $BW$  je šířka pásma signálu,  $f_{S\_IFFT}$  je vzorkovací frekvence IFFT, *prevz* je koeficient převzorkování.

## 2.3 Přijímač

Následující řada funkcí, které se podílejí na úpravě přenášeného signálu, už spadá pod hlavičku přijímače. Většina z nich provádí inverzní operace k těm, které proběhly na straně vysílače. Účelem je rekonstrukce signálu, vyhledání a oprava jeho chybných úseků, a to za pomoci všech opatření, která byla na vysílací straně učiněna. Součástí přijímací strany je také mechanismus vyhodnocení chybovosti.

### 2.3.1 Tvarovací filtr přijímače

Protože přenos kanálem proběhl v základním pásmu, není nutné provádět demodulaci vysokofrekvenční nosné. Navíc je počítačová simulace z principu diskrétní proces, a není tedy nutné signál na příjmu vzorkovat. Jako první tedy probíhá filtrace tvarovacím filtrem a s tím spojené podvzorkování.

Jakmile signál projde kanálem, pomíjí potřeba omezení jeho spektra a je možné jej podvzorkovat. Nejprve je však nutné dokonat samotnou filtraci raised cosine, která jak

známo proběhla zatím jen částečně za pomoci odmocninné mutace tohoto filtru ve vysílači. Na přijímací straně se nyní použije stejný filtr, který tu zároveň plní funkci odstranění rušivých vysokofrekvenčních interferencí, pochytaných signálem na přenosové trase. V simulačním programu se přijímacímu filtru věnuje funkce *firrx*.

#### vstupní parametry:

<i>channeled</i>	imaginární čísla; řádkový vektor; signál po průchodu kanálem
<i>fs</i>	desetinné číslo; 1x1; vzorkovací frekvence IFFT [Hz]
<i>fvz</i>	desetinné číslo; 1x1; vzorkovací frekvence po převzorkování [Hz]
<i>rolloff</i>	desetinné číslo; 1x1; roll-off faktor
<i>delay</i>	přirozené číslo; 1x1; zpoždění tvarovacího filtru

#### výstupní parametry:

<i>received</i>	komplexní čísla; sloupcový vektor; podvzorkovaný přijatý signál
-----------------	---

Podobně jako na vysílací straně je i zde použita funkce *rcosflt()*. Jediným rozdílem je použití příznaku '*sqr/fs*', který eliminuje převzorkování jako možnou součást funkce. Podvzorkování je potřeba provést zvlášť. Nabízí se k tomu funkce *downsample()*. Filtrace oběma částmi raised cosine filtru má za následek zvýšení počtu vzorků o 4 násobnou hodnotu parametru *delay*. Je to důsledek odezvy pulsu, která vybíhá do obou stran časové osy. Z tohoto důvodu je polovina nadbytečných vzorků na začátku a druhá polovina na konci přenášeného signálu, odkud se jednoduše odstraní.

## 2.3.2 OFDM demodulace

V této fázi má signál podobu OFDM symbolů včetně ochranného intervalu. Další postup je tudíž prozaický: odstranění ochranného intervalu a demodulace systému subnosných. K tomuto účelu slouží funkce *deofdm*.

#### vstupní parametry:

<i>received</i>	komplexní čísla; sloupcový vektor; podvzorkovaný přijatý signál
<i>nosne</i>	přirozené číslo; 1x1; celkový počet všech nosných včetně neaktivních na okrajích OFDM symbolu
<i>used_nosne</i>	přirozené číslo; 1x1; celkový počet všech použitých nosných
<i>symbolu</i>	přirozené číslo; 1x1; celkový počet přenášených OFDM symbolů
<i>ng</i>	přirozené číslo; 1x1; délka ochranného intervalu ve vzorcích

*nramp* přirozené číslo; 1x1; délka rampy na okrajích OFDM symbolu ve vzorcích

výstupní parametry:

*prijnosne* komplexní čísla; matice (počet nosných x počet OFDM symbolů); demodulovaný signál včetně okrajových nul

*prijnosne2* komplexní čísla; matice (počet použitých nosných x počet OFDM symbolů); demodulovaný signál bez okrajových nul

Tak jako na vysílací straně bylo OFDM modulace dosaženo pomocí funkce *ifft()*, s demodulací si poradí funkce k ní inverzní, a sice *fft()*. Jak už označení napovídá, jedná se rychlou Fourierovu transformaci, tentokrát přímou. Transformuje OFDM symboly z časové oblasti do frekvenční, kde jejich podoba odpovídá uspořádání OFDM symbolu po demodulaci. Na jednotlivých pozicích se nacházejí mapované symboly, které už lze zakreslit do konstelačního diagramu. Z něj je možné posoudit míru zkreslení signálu ještě před aplikací opravných mechanismů. Bezprostředně po demodulaci se z OFDM symbolu odstraňují okrajové nuly.

### 2.3.3 Odhad kanálu a ekvalizace

Na přijatý signál zbavený ochranného intervalu a okrajových nul se aplikuje první z korekčních mechanismů. Je jím adaptivní ekvalizace. Jedná se o odhad frekvenční charakteristiky kanálu a následnou úpravu spektra signálu tak, aby se co nejvíce podobalo spektru kanálem nezkreslenému. K tomu slouží pilotní nosné, jejichž referenční hodnota je přijímači dopředu známa. Na základě trendu zkreslení pilotů se interpolací získá odhad zkreslení celého OFDM symbolu.

Kromě odhadu kanálového zkreslení se rozptýlené a kontinuální piloty využívají také k frekvenční synchronizaci přijímače, sledování fázového šumu a post-FFT časové synchronizaci. Podobně je ochranný interval kromě již zmíněné eliminace symbolových přeslechů využíván také k časové synchronizaci pro umístění FFT okna. V simulačním programu se však žádná z uvedených synchronizací neprovádí a to z principiálních důvodů. U diskrétní simulace totiž problém s nalezením počátku OFDM symbolu vůbec nevzniká, protože je jednoduše definován prvním z vzorků přijaté sekvence. Podobně záležitost synchronizace nosné frekvence je zcela irrelevantní s přihlédnutím k faktu, že se simulace provádí v základním pásmu.

Problematicke odhadu kanálu a ekvalizace je věnována funkce *equalization*.

vstupní parametry:

*prijnosne2* komplexní čísla; matice (počet použitých nosných x počet OFDM symbolů); demodulovaný signál bez okrajových nul

*used\_nosne* přirozené číslo; 1x1; celkový počet všech použitých nosných

<i>payload</i>	přirozené číslo; 1x1; počet užitečných subnosných
<i>piloty</i>	desetinná čísla; sloupcový vektor; hodnoty pilotních nosných
<i>symbolu</i>	přirozené číslo; 1x1; celkový počet přenášených OFDM symbolů
<i>map</i>	objekt; specifikace QAM modulace
<i>cpp</i>	přirozená čísla; sloupcový vektor; pozice kontinuálních nosných
<i>tps</i>	přirozená čísla; sloupcový vektor; pozice TPS nosných
<i>eesti</i>	přirozené číslo; 1x1; způsob získání odhadu kanálu 1 → optimální      2 → časově orientovaný      3 → frekvenčně orientovaný
<i>cc</i>	přirozené číslo; 1x1; číslo cyklu smyčky pro výpočet BER
<u>výstupní parametry:</u>	
<i>equalized</i>	komplexní čísla; sloupcový vektor; ekvalizované QAM symboly užitečných dat
<i>eqpriynosne</i>	komplexní čísla; matice (počet použitých nosných x počet OFDM symbolů); ekvalizované OFDM symboly
<i>korekce</i>	komplexní čísla; matice (počet použitých nosných x počet OFDM symbolů); korekce frekvenční charakteristiky (převrácený odhad kanálu)

Funkce *equalization* se skládá ze dvou částí: frekvenční korekce OFDM symbolů a vytažení užitečných QAM symbolů z příslušných pozic. Frekvenční korekce spočívá ve vytvoření vektorů korekcí rozptýlených nosných, z každého OFDM symbolu po jednom. Korekce se následně interpolují na délku OFDM symbolů. Vynásobením přijatých OFDM symbolů korekcemi vznikají symboly ekvalizované. Z příslušných pozic ekvalizovaných OFDM symbolů se v druhé části funkce vytahují užitečné QAM symboly.

Samotné vytváření korekce může probíhat dvěma způsoby. Buď se upřednostní rozlišení v čase před rozlišením ve frekvenci, nebo naopak. U časově orientovaného způsobu se jednotlivé korekce získávají z rozptýlených nosných jednoho OFDM symbolu. Tvoří tak každou dvanáctou pozici interpolované korekce. Je to výhodné tam, kde dochází k rychlým změnám frekvenční charakteristiky kanálu a způsob postižení sousedních OFDM symbolů se různí. V případě, že jsou frekvenční úniky ve spektru příliš blízko u sebe, však časově orientovaný odhad selhává. Vzniká nutnost použití hustší sítě rozptýlených nosných uvnitř vytvářených korekcí. Nabízí se možnost použití pilotů ze sousedního OFDM symbolu, kde jsou na pozicích posunutých o tři místa dopředu. S využitím tří nejbližších OFDM symbolů se tak rovnoměrně pokryje prostor jedenácti

prázdných pozic původního rastru třemi novými piloty. Dojde ke čtyřnásobnému zvýšení rozlišení ve frekvenci na úkor rozlišení v čase.

Teoreticky je vyšší rozlišení v čase vyžadováno u kanálů s velkým Dopplerovým posuvem. Mají totiž krátkou koherentní dobu, a to znamená, že se kanálové charakteristiky rychle mění. Naopak větší rozlišení ve frekvenci se uplatní u kanálů s dlouhou impulsní odezvou, která je zase recipročně svázána s úzkou koherentní šířkou pásma. Důsledkem je vyšší četnost frekvenčních úniků a potřeba přesnějšího zmapování spektra.

Každý z možných kanálových scénářů reaguje na různé utváření korekce jinak. Proto lze v uživatelském prostředí zvolit možnost získání odhadu kanálu optimálním způsobem, kdy se testují obě z uvedených možností. Zvolí se ta, která má nižší EVM (error vector magnitude). EVM se získává demapováním v konstelačním diagramu nepřesně umístěných ekvalizovaných QAM symbolů a jejich následným mapováním do přesných pozic. Srovnáním konstelací před demapováním a po mapování a jejich průměrováním přes všechny QAM symboly se spočítá střední hodnota EVM.

### 2.3.4 Demapování

Definitivně ekvalizovaný signál je připraven k QAM demapování. V simulačním programu je vykonáváno funkcí *demapper*.

vstupní parametry:

<i>equalized</i>	komplexní čísla; sloupcový vektor; ekvalizované QAM symboly užitečných dat
<i>map</i>	objekt; specifikace QAM demodulace

výstupní parametry:

<i>demapped</i>	bity; řádkový vektor; demapovaný signál
-----------------	---

Tělo funkce tvoří dva příkazy. V prvním funkce *modem.qamdemod* vytváří objekt QAM demodulace, který nese informace o použité konstelaci, použití Grayova kódu a formátu výstupních dat. Druhý příkaz provádí demapování pomocí funkce *demodulate()*.

### 2.3.5 Kanálové dekódování

Funkce *fecdec* je zrcadlová k funkci *fecenc* a zajišťuje kanálové dekódování. V případě, že chybovost vstupního signálu nepřesahuje určitou úroveň, jsou s pomocí systému kanálového dekódování vyhledány a odstraněny chyby, které vznikly na základě zkreslení signálu po průchodu přenosovým kanálem. Pro systém DVB-C je vytvořena zvláštní mutace dekódovací funkce pod názvem *fecdec\_C*.

vstupní parametry:

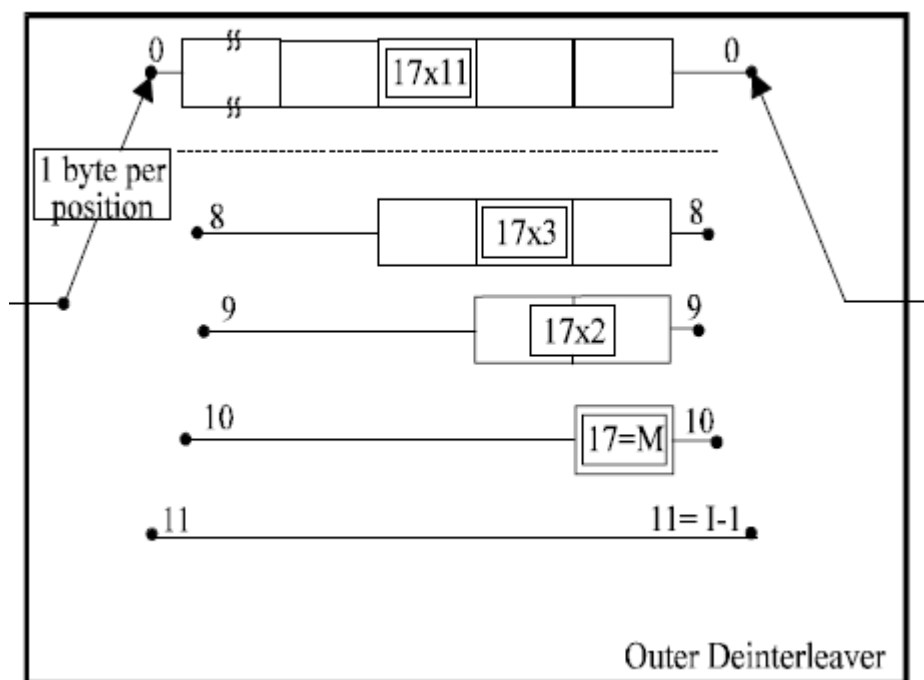
<i>demapped</i>	bity; řádkový vektor; demapovaný signál
<i>payload</i>	přirozené číslo; 1x1; počet užitečných subnosných
<i>symbolu</i>	přirozené číslo; 1x1; celkový počet přenášených OFDM symbolů
<i>bitPERsym</i>	přirozené číslo; 1x1; počet bitů na symbol, vyjadřuje typ QAM modulace subnosných
<i>trellis</i>	pole objektu; specifikace struktury konvolučního kodéru
<i>puncpat</i>	bity; vektor; tečkovací vzorec
<i>added2</i>	bity; řádkový vektor; přidané bity náhodného charakteru, zajišťují dělitelnost dat délkou tečkovacího vzorce
<i>added3</i>	bity; řádkový vektor; přidané bity náhodného charakteru, zajišťují dělitelnost dat počtem užitečných nosných OFDM symbolu
<i>bit_int_table</i>	přirozená čísla; sloupcový vektor; bitově proložený pomocný vektor indexů
<i>sym_int_table</i>	přirozená čísla; sloupcový vektor; symbolově proložený pomocný vektor indexů
<u>výstupní parametry:</u>	
<i>result</i>	bity; řádkový vektor; kanálově dekodovaná data
<i>viter</i>	bity; řádkový vektor; data za Viterbiho dekodérem pro výpočet BER after Viterbi
<i>bitdeint</i>	bity; řádkový vektor; data před Viterbiho dekodérem pro výpočet BER before Viterbi

Prvními bloky FEC dekodéru jsou vnitřní symbolový a binární prokladač. Vrací data v podobě symbolů a následně v podobě bitů do původního pořadí. Využívá přitom tytéž proložené pomocné vektory indexů používané během prokládání ve vysílači. Pro způsob prokládání platí jednoznačná neměnná pravidla, takže v přijímači je podoba vektoru dopředu známa a není třeba jej přenášet kanálem.

Následuje Viterbiho dekodér realizovaný funkcí *vitdec()*. Jeho vstupem je mimo jiné hloubka sledování chybovosti (traceback depth). Udává délku posloupnosti symbolů, které vstupují do výpočtu pravděpodobnosti dekodovací stopy trellis struktury. V programu byla zvolena hodnota 136 (dle nápovědy MATLABU).

V dalším kroku se bity seskupují v bajty a na řadu přichází vnější prokladač dekodéru. Podobně jako ten v kodéru má 12 větví s posuvnými registry typu *FIFO*. Rozdíl je v tom, že nejdelší registr je v první a nejkratší v předposlední větvi. Poslední větev je bez registru – symbol je předán na výstup přímo bez zpoždění. Délky jsou opět celistvými násobky

základního zpoždění 17 symbolů, činiteli jsou čísla 11 až 0. Schéma zpětného symbolového prokladače je na Obrázek 2.11.



Obrázek 2.11: Schéma konvolučního prokladače v přijímači (převzato z [2]).

Tak jako na vysílací straně bylo potřeba připojit na konec užitečných dat ochrannou sekvenci délky rovné dvojnásobku kapacity všech registrů, nyní se stejný počet bajtů odstraní. Tentokrát se přebytečná data nacházejí na počátku výstupního signálu zpětného prokladače. Z poloviny jsou tvořeny nulami z původně prázdných registrů prokladače v přijímači, z druhé poloviny jsou to inicializační bajty z uměle naplněných registrů před začátkem prokládání ve vysílači. Ochranné bajty z konce přenášeného signálu zůstávají po ukončení prokládání v registrech a není třeba je odstraňovat.

RS dekodér pracuje s daty v Galoisově poli a používá nezkrácený systematický kód RS(255,239). Signál zakódovaný zkráceným RS(204,188) kódem je nutné upravit tím způsobem, že se před každých 204 bajtů transportního paketu vloží 51 nulových bajtů. Za dekodérem se tyto bajty opět odstraní.

### 2.3.6 Descrambler

Jednou z posledních operací, kterou musí přenášená data podstoupit je odstranění energetického rozptylu. Využívá se stejná pseudonáhodná sekvence jako ve scrambleru. Pomocí členu *xor* se aplikuje na energeticky rozptýlený signál. Výsledkem je bitová posloupnost, která se od původní zdrojové sekvence ve vysílači liší jen případnými chybnými bity, které zůstaly neopraveny po korekci signálu v kanálovém dekodéru. Příslušná funkce nese název *descrambler*.



#### vstupní parametry:

<i>result</i>	bity; řádkový vektor; kanálově dekodovaná data
<i>scram</i>	bity; řádkový vektor 8*188*8; znáhodňovací sekvence délky 8 transportních paketů
<i>added</i>	bity; řádkový vektor; přidané bity náhodného charakteru, zajišťují dělitelnost dat číslem 8*188*8 (8 transportních paketů)

#### výstupní parametry:

<i>result2</i>	bity; řádkový vektor; užitečná data po descramblování
----------------	---

### 2.3.7 Výpočet BER

Za descramblerem se ve skriptu *main* nachází oddíl výpočtu chybovostí. Není pro něj vyčleněna žádná speciální funkce. Tvoří jej smyčka, která je inicializovaná jen v případě, že je aktivní příznak požadavku na BER zadaný uživatelem. Smyčka má počátek těsně před přičtením aditivního šumu. V cyklech se vyhodnocují všechny funkce přijímače pro různé úrovně C/N. V simulačním programu je napevno stanoven rozsah 0 – 30 dB s krokem 2 dB.

Celkem lze provést výpočet tří typů chybovostí: before Viterbi, after Viterbi a after Reed-Solomon. K výpočtu chybovosti se využívá funkce MATLABU *biterr()*, která kromě chybovosti samotné poskytuje údaj o absolutním počtu chyb.

Za výpočtem chybovosti následuje výpočet přenosové rychlosti a spektrální účinnosti. V DVB-T/H platí následující vztahy [1]:

$$net\_data\_rate = \frac{1}{T_{OFDM} \cdot (1 + GI)} p \cdot n \cdot \frac{188}{204} \cdot CR \quad [bit/s] \quad (2.3)$$

$$spectral\_efficiency = \frac{net\_data\_rate}{BW} \quad [bit/s/Hz] \quad (2.4)$$

kde  $T_{OFDM}$  je perioda OFDM symbolu,  $GI$  je poměr ochranného intervalu a užitečné části OFDM symbolu,  $p$  je počet užitečných nosných,  $n$  je počet bitů na jeden QAM symbol,  $CR$  je kódový poměr a  $BW$  je šířka pásma. Obě veličiny jsou nezávislé na použitém OFDM módu.

### 2.3.8 Finální úprava testovací sekvence

Posledním příkazem ve skriptu *main* je funkce *outcome*. Jejím posláním je uspořádání výsledné bitové posloupnosti do matice o rozměrech vysílaného obrázku.

vstupní parametry:

*res\_display*    bity; řádkový vektor; výsledná bitová posloupnost

*obrR*            přirozené číslo; 1x1; rozměr obrázku v řádcích

*feed*            přirozené číslo, 1x1, nabývá hodnot 1, 2 nebo 3, specifikuje formát, rozměr  
a význam výstupní proměnné *picture* (viz. funkce *source*)

výstupní parametry:

*picture*          bity nebo bajty; matice (počet řádků x počet sloupců obrázku), číselná  
reprezentace výsledného obrázku

V případě, že je rekonstruován šedotónnový obrázek, jsou bity seskupeny do bajtů.  
V případě pseudonáhodné posloupnosti je na výstupu funkce nulový vektor.

### 3 UŽIVATELSKÉ PROSTŘEDÍ

Uživatelské prostředí je základním komunikačním prostředkem mezi uživatelem a simulačním programem. Tvoří ho klasické dialogové okno systému Windows, kde lze nalézt jak objekty pro zadávání vstupních parametrů simulace, tak objekty zpravující uživatele o nastavení programu, průběhu probíhajících procesů a jejich výsledků. V MATLABU lze za účelem návrhu dialogových oken spustit speciální aplikaci, kde je možné zvolit si konkrétní ovládací a zobrazovací prvky prostředí, libovolně je uspořádat na ploše okna a vhodným způsobem editovat dle přání návrháře. Aplikace se spouští v příkazovém okně řetězcem *guide*.

Současně s uživatelským prostředím vzniká skript s ním spárovaný. Může být volán z těla jiných funkcí, skriptů či přímo příkazového okna MATLABU pomocí řetězce tvořeného jeho názvem. V reakci na volání se otevře okno prostředí, kde se nabízí možnost komunikace s programem prostřednictvím ovládacích prvků. Přesná podoba odezvy ovládacích prvků je definována návrhářem v těle automaticky generovaných funkcí, jež jsou součástí domovského skriptu.

V rámci simulačního programu byly vytvořeny celkem 4 uživatelská prostředí:

<i>simulace</i>	výchozí prostředí celého programu, je voláno přímo z příkazového okna MATLABU
<i>kanal</i>	prostředí pro specifikaci přenosového kanálu systému DVB-T/H, je voláno ze skriptu <i>simulace</i> jako reakce na stisknutí tlačítka <i>Přenosový kanál</i>
<i>sumovy_kanal</i>	prostředí pro specifikaci přenosového kanálu systému DVB-S/C, je voláno ze skriptu <i>simulace</i> jako reakce na stisknutí tlačítka <i>Přenosový kanál</i>
<i>animace</i>	prostředí pro interaktivní zobrazení výsledných charakteristik přenosu signálu v systému DVB-T/H, je voláno na vyžádání ze skriptu <i>simulace</i>

Za účelem zjednodušení struktury příkazů ve skriptech *kanal* a *animace* byly vytvořeny skripty *refresh* a *refresh2* sloužící výhradě k aktualizaci grafů, displejů a obecně všech objektů příslušných dvou uživatelských prostředí, jejichž obsah se mění v závislosti na změnách provedených uživatelem.

#### 3.1 Okno SIMULACE

Vzhled prostředí *simulace* je na Obrázek 3.1. Spouští se z příkazového okna MATLABU řetězcem „SIMULACE“. V levé části jsou umístěny dva displeje pro zobrazení vysílaného a přijatého obrázku, vpravo je panel pro uživatelská nastavení, spuštění simulace a

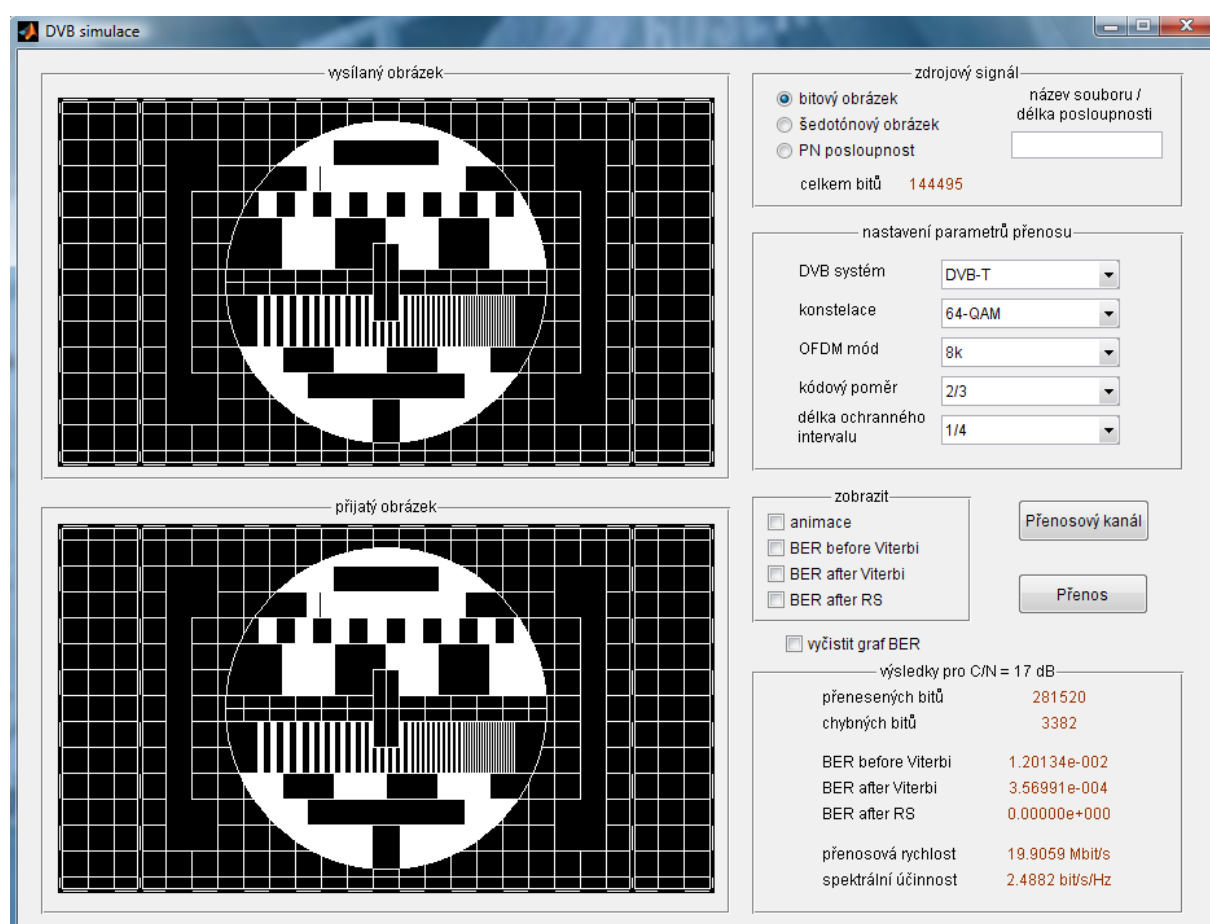
zobrazení výsledků v podobě číselných údajů. Doporučený směr postupu panelem je odshora dolů.

První oddíl je věnován výběru zdrojového signálu. Pomocí přepínacích tlačítek lze zvolit jednu ze tří možností:

*bitový obrázek* Zdrojový signál je odvozen z obrázku, přičemž jednomu pixelu odpovídá jeden bit. Obrázek je tudíž tvořen jen dvěma barvami – černou a bílou. Jako výchozí pro toto nastavení program poskytuje černobílou verzi televizního monoskopu v poměru stran 16:9.

*šedotónový obrázek* Zdrojový signál je odvozen z obrázku, přičemž jednomu pixelu odpovídá 1 bajt, tj. 8 bitů. Každý pixel tak může nabývat jedné z 256 úrovní šedé barvy, včetně černé a bílé. Ve srovnání s bitovým obrázkem stejných rozměrů je generovaný signál 8 krát delší. Jako výchozí pro toto nastavení program poskytuje šedotónovou verzi televizního monoskopu v poměru stran 16:9.

*pseudonáhodná posloupnost* Zdrojový signál tvoří sekvence náhodně generovaných bitů s využitím funkce *randsrc()*. Jako výchozí pro toto nastavení program generuje sekvenci délky 150 000 bitů.



Obrázek 3.1: Vzhled okna SIMULACE.

Pokud uživateli nevyhovuje přednastavený obrázek či délka PN posloupnosti, může pomocí editačního okna *název souboru / délka posloupnosti* zvolit jiný obrázek, případně jinou délku PNP. V případě obrázku je podmínkou, aby se vlastní obrázek nacházel ve složce simulačního programu. Zadává se přitom celý název včetně přípony. Úspěšné načtení je garantováno u přípon *.bmp* a *.jpg*. Výběr se potvrdí například tlačítkem *enter*. Je přitom nutné mít aktivní jedno z přepínacích tlačítek indikujících obrázek. Ať už jsou načítané obrázky bitové, šedotónové či barevné, program je automaticky převede do zvoleného formátu. Je-li aktivní PN posloupnost, zapisuje se do zmíněného editačního okna délka bitové sekvence.

Při volbě zdrojového signálu je doporučeno brát ohled na celkovou délku bitové posloupnosti. Příliš dlouhé sekvence mohou významným způsobem prodloužit dobu simulace, v krajním případě zcela paralyzují chod programu. Za tímto účelem je v sekci *zdrojový signál* přítomen displej s celkovým počtem bitů vzniklé sekvence.

Následující oddíl umožňuje nastavení parametrů přenosu. Pomocí pěti kontextových menu se nabízí volba DVB systému, konstelace, OFDM módu, kódového poměru a délky ochranného intervalu. Výchozí nastavení všech pěti parametrů odpovídá konfiguraci platné pro digitální terestrické vysílání v České republice.

Přestože je simulační program primárně zaměřen na systému DVB-T/H, umí napodobit také systémy DVB-S/C. Na základě volby systému se aktualizují možnosti ostatních parametrů. Konstelace pro terestrické a handheld vysílání může nabývat tří podob: QPSK, 16-QAM a 64-QAM. U satelitní televize je výběr omezen jen na konstelaci QPSK kvůli zvýšenému riziku rušivých vlivů přenosového kanálu. Naopak u kabelové televize je rušení minimální a nabídka je tak rozšířena o 32-QAM, 128-QAM a 256-QAM.

Mód OFDM může nabývat hodnot 8k nebo 2k v systému DVB-T, v systému DVB-H navíc připadá v úvahu ještě střední cesta v podobě 4k módu. 4k je kompromisem mezi velkým rozestupem nosných a tedy větší robustností vůči Dopplerovu posuvu módu 2k na jedné straně a delší symbolovou periodou a tedy větší vzdáleností SFN vysílačů módu 8k na straně druhé. Oba systémy se vyznačují OFDM modulací a z toho plynoucí možností volby jedné z délek ochranného intervalu.

Hodnoty kódového poměru jsou aktivní jen pro ty systémy, který používají konvoluční kanálové kódování. Jsou to všechny kromě DVB-C, kde se opět díky relativně nízkému rušení v kabelových rozvodech tento způsob ochrany vynechává.

V dalším kroku si uživatel pomocí zatrhávacích polí může zvolit, jaký typ charakteristiky bude použit pro prezentaci výsledků simulace. Pod pojmem *animace* se skrývá aktivace uživatelského prostředí, jehož obsahem je interaktivní prezentace konstelačních diagramů a spektra signálu v různých fázích přenosu. Součástí je také časový průběh OFDM symbolu. V systémech DVB-S/C je tato položka nahrazena volbou *konstelační diagram*.

Jednou ze stěžejních charakteristik sloužící ke zhodnocení kvality přenosu signálu je graf bitové chybovosti. Prostřednictvím zaškrtačacích polí *BER before Viterbi*, *BER after Viterbi* a *BER after RS* si lze zamluvit výpočet příslušné charakteristiky. Všechny se vykreslují do jednoho grafu, a to i v rámci opětovného spuštění přenosu s jinými parametry. Křivky v grafu jsou aproximací změřených hodnot. Samozřejmostí je přehledné rozlišení jednotlivých průběhů a legenda s výčtem všech důležitých parametrů použité konfigurace systému. Graf má omezenou kapacitu na 10 průběhů, v případě překročení limitu jsou nejstarší průběhy překresleny nejnovějšími. Vyčištění grafu od všech starých průběhů lze provést zatržením pole *vyčistit graf BER*, projeví se však až po vyhodnocení nového přenosu.

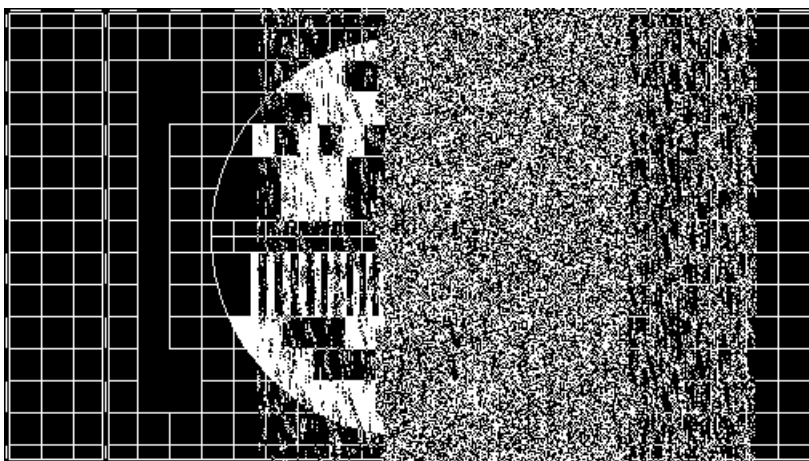
Poslední nastavení se týká přenosového kanálu. Stiskem tlačítka *Přenosový kanál* dojde k otevření okna *kanál* nebo *šumový kanál* podle toho, jaký ze systému DVB-T/H nebo DVB-S/C je právě platný. Popis obou oken bude uveden dále v textu. Pokud uživatel toto kanálové nastavení vynechá, použije se přednastavená konfigurace, a sice obyčejný AWGN kanál s úrovní šumu  $C/N = 20$  dB.

V okamžiku, kdy jsou všechny požadavky uživatele zadány do systému, přichází na řadu samotná simulace televizního přenosu. Aktivuje se tlačítkem *Přenos*. Po spuštění se otevře indikátor průběhu simulace, který zpravuje uživatele o právě probíhající operaci. Jakmile ukazatel dospěje k plnému rozsahu, přenos je u konce. V případě, že byl zadán požadavek na výpočet bitové chybovosti, otevře se další indikátor průběhu. Tentokrát jeho krokování odpovídá pořadí cyklu smyčky, ve které probíhá výpočet.

Kromě zmíněných grafů bitové chybovosti a interaktivní animace signálu lze část výsledků v číselné podobě vyčíst přímo v okně *simulace*. K dispozici je celkový počet přenesených bitů a počet chybných bitů před uplatněním kanálové korekce. Stojí za povšimnutí, že přenesených bitů je zhruba dvojnásobek ve srovnání s celkovým množstvím bitů zdrojového signálu, uváděným v sekci *zdrojový signál*. Především je to dáno přítomností redundantních bitů kanálového kódování.

V této sekci se dále nachází výčet všech tří typů bitové chybovosti, a to pro zvolenou hodnotu  $C/N$ . Na úrovni šumu nezávislé jsou poslední dvě z uváděných hodnot – přenosová rychlost a spektrální účinnost. Tyto veličiny jsou definovány (2.3) a (2.4).

Ilustrační formou zhodnocení kvality rekonstrukce signálu je podoba přijatého obrázku. V případě bitového formátu se chyby projevují reprezentací původně černých pixelů bílými a naopak. U šedotónového obrázku se chybné pixely vyznačují jiným odstínem šedé, než jim náleží. K žádným geometrickým zkreslením tu nedochází, protože jejich příčinou nejsou vlivy přenosového kanálu.



Obrázek 3.2: Obrázek po rekonstrukci (TU6, 64-QAM, 8k, 2/3, 1/4, C/N = 26 dB).

Na Obrázek 3.2 je příklad bitového obrázku po rekonstrukci. Zřetelné je jeho poškození, které se projevuje jen v některých partiích. S přihlédnutím k faktu, že každý pomyslný sloupec obrazu je přenášen jedním OFDM symbolem, je příčina rozložení chyb zřejmá: jednotlivé OFDM symboly jsou postiženy únikem různou měrou. Jedná se tedy o kanál s krátkou koherentní dobou, navíc při značně nepříznivé konfiguraci systému (64-QAM, 8k).

## 3.2 Okno KANÁL

Základní posláním simulačního programu je zkoumání vlivu různých konfigurací přenosového kanálu systému terestrické digitální televize na přijímaný signál. Za účelem úspěšného dosažení vytyčeného cíle bylo v rámci programu vytvořeno samostatné uživatelské prostředí pro definici všech důležitých parametrů pojících se s přenosovým kanálem. Otevírá se prostřednictvím tlačítka *Přenosový kanál* v prostředí *simulace*. Jeho podoba je na Obrázek 3.3.

Uživatelské prostředí *kanál* je k dispozici jen u systémů DVB-T/H. Umožňuje nastavení spojená jak s vícecestným kanálem, tak s kanálem šumovým. Levou část okna tvoří sekce *přenosové cesty*, kde každému řádku odpovídá jedna cesta vícecestného kanálu. Celkem lze v programu specifikovat až 20 dílčích kanálových cest, přičemž platnost cesty je indikována pomocí zatrženého pole na začátku každého řádku. Kliknutím na pole je možné cesty do profilu dle libosti přidávat nebo je z něj odstraňovat. Po vzoru simulátoru R&S v opci SFU B-30 byly cesty uspořádány po pěti do čtyř skupin. Cestám každé skupiny je možné pomocí editačních polí v sekci *zpoždění skupiny* hromadně přidělit dodatečné zpoždění, které se přičítá k individuálnímu nastavení každé z cest.

Pojem cesta může nabývat dvou významů v závislosti na tom, kterou ze dvou základních koncepcí se kanál vyznačuje. Koncepce s konstantní fází definuje cesty jako dílčí paprsky, až už přímé, či odražené, kde fázový posuv každého z nich je v čase neměnný. Naopak v koncepci s nekonstantní fází jsou cesty považovány za svazky

paprsků, a tudíž o časově neměnném fázovém posuvu nemůže být řeč. K přepínání mezi oběma variantami slouží zaškrtačací pole *konstantní fáze* v sekci *parametry profilu kanálu*.

V kanálovém profilu s konstantní fází se u všech 20 cest nabízí možnost specifikace útlumu, zpoždění a fázového posuvu. Všechny tyto cesty jsou přitom považovány za odražené paprsky a v grafu impulsní odezvy jsou vyznačeny modře. Přímý paprsek je specifikován zvlášť jako 21. cesta v sekci *parametry profilu kanálu* pomocí zaškrtačacího pole s názvem *LOS* (line of sight). Do grafu impulsní odezvy se vykresluje červenou barvou. Je považován za referenční signál, tudíž má nulové zpoždění i fázový posuv. Jediným parametrem, kterým lze cestu LOS editovat je její výkonová úroveň vyjádřená činitelem zvaným *K-faktor*. Je to poměr výkonu přímé cesty a součtu výkonů cest odražených. Přesná definice je dána (4.4). V okně kanálu je pro něj vyčleněno stejnojmenné editační pole.

Často se po přepočtení K-faktoru na výkonovou úroveň cesty LOS stává, že její hodnota přesahuje 0 dB a kanál tak vlastně zesiluje. Dalo by se to řešit normování k jednotkovému výkonu, ale pak by zase úrovně odražených cest neodpovídali hodnotám zadaným do editačních polí. Nakonec se od jakýchkoliv úprav upustilo, a to i z toho důvodu, že na výsledky simulace nemá absolutní úroveň výkonu signálu žádný vliv. Rozhodující je poměr vůči výkonu šumu a ten je na normování nezávislý.

U profilů s konstantní fází se nepředpokládá vzájemný pohyb vysílače a přijímače. Z tohoto důvodu je pole *rychlost přijímače* neaktivní a Dopplerův posuv zůstává na nule. S tím souvisí i nemožnost specifikace Dopplerova spektra a některých dalších parametrů v sekci *přenosové cesty*.

U profilů s nekonstantní fází je situace naprosto opačná. Relativní rychlost přijímače může být nenulová a tím pádem i Dopplerův posuv bude vykazovat jistou hodnotu frekvence. Obě veličiny jsou svázány vztahem z (1.2). U každé z cest se dá specifikovat tvar Dopplerova spektra – *Jakes* nebo *Gauss* a také to, zdali je součástí svazku paprsků tvořících jednu cestu přímý paprsek – LOS. Pokud ano, jedná se o spektrum typu *Rice*, pokud ne, nese spektrum označení *Rayleigh*. Všechny čtyři kombinace a navíc ještě spektrum *Pure Doppler* tvoří kontextovou nabídku pod hlavičkou *Dopplerovo spektrum*. Od výběru spektra se odvíjí možnost nastavení dalších parametrů, jako jsou *K-faktor*, *poměr Dopplerovy frekvence* a *STD norm*.

K-faktor se na rozdíl od profilů s konstantní fází specifikuje u každé cesty zvlášť, a to jen tehdy, když se cesta vyznačuje spektrem typu *Rice*, nehledě na tvar *Jakes* nebo *Gauss*. Pak je totiž součástí svazku paprsků také LOS. Do grafu impulsní odezvy se cesta s *Rice* spektrem vykresluje čarou složenou ze dvou barev. Červená značí úroveň LOS, modrá úroveň ostatních paprsků ve svazku, které se považují za odrazy. Cesta s *Rayleigh* spektrem je v grafu vyznačena jednou modrou čarou vyjadřující úroveň všech paprsků ve svazku, kde LOS chybí.





Nabízí se otázka, jak je možné, že odražené paprsky stejně jako přímý paprsek cesty s *Rice* spektrem přichází do přijímače v jediném okamžiku. Z fyzikálního hlediska je to nesmysl a ve skutečnosti odražené paprsky přichází v časovém závěsu za LOS. To se však do grafu impulsní charakteristiky kanálů s nekonstantní fází neznázorňuje. Pokud by se totiž striktně trvalo na vykreslení všech 21 paprsků, které podle definice tvoří model cesty s *Rice* spektrem, stalo by se zobrazení několika takových cest krajně nepřehledným. V MATLABU jsou navíc pro filtry s *Rice* a *Rayleigh* spektrem definovány speciální funkce, pomocí kterých je dosaženo kýženého efektu bez nutnosti tříštění cesty na jednotlivé paprsky.

Poměr Dopplerovy frekvence udává polohu spektrální čáry paprsku LOS uvnitř Dopplerova spektra odražených paprsků ohraničeného rozmezím  $\langle -f_{\text{DMAX}}, f_{\text{DMAX}} \rangle$ , kde  $f_{\text{DMAX}}$  značí maximální Dopplerův posuv. Tento poměr může nabývat hodnot z intervalu  $\langle -1, 1 \rangle$ . Blíže je jeho význam vysvětlen v kapitole 1.1 a na Obrázek 1.2. Parametr je opět definován u cest s *Rice* spektrem, a navíc také u cest se spektrem *Pure Doppler*, kde ale může nabývat jen dvou hodnot, a sice  $\{-1, 1\}$ .

Pod označením *STD norm.* se skrývá standardní normalizovaná odchylka. Váže se k Dopplerovu spektru s tvarem typu *Gauss*, nehledě na přítomnost LOS paprsku. Udává proporce zvonovitého tvaru spektra. Laicky řečeno platí, že čím nižší je její hodnota, tím ostřejší je vrchol „zvonu“.

Z logiky věci vyplývá, že pole pro editaci fázového posuvu zůstávají u profilů s nekonstantní fází neaktivní. Podobně je uživateli znemožněna volba cesty LOS a příslušného K-faktoru v sekci *parametry profilu kanálu*, protože cesty jsou chápány jako svazky paprsků, nikoliv jako jediný paprsek. V případě potřeby může být LOS zohledněna prostřednictvím výběru *Rice* spektra u konkrétní cesty, anebo spektra *Pure Doppler*. Spektrum *Pure Doppler* je vlastně jakousi výjimkou mezi ostatními spektry, kdy jednu cestu tvoří jediný paprsek – LOS nebo odraz. Lze jej tedy využít například v situaci, kdy je potřeba simulovat viditelnou trasu bez odrazů a navíc za vzájemného pohybu přijímače a vysílače.

Simulační program umožňuje uživateli výběr z několika předdefinovaných profilů pro fixní, přenosný i mobilní příjem. Volí se pomocí kontextové nabídky v sekci *profil kanálu*. Krom toho je možné v téže sekci uložit vlastní konfiguraci kanálu do externího souboru nebo naopak profil ze souboru načíst. Stačí napsat název souboru bez přípony do příslušného editačního pole a stisknou tlačítko *Uložit* resp. *Načíst*.

V sekci *specifikace kanálu* lze pomocí kontextového menu vybrat číslo televizního kanálu, ve kterém se má přenos uskutečnit. Přestože simulace probíhá v základním pásmu a nedochází tak k modulaci na vysokofrekvenční nosnou, používá se příslušná střední frekvence kanálu pro výpočet Dopplerova posuvu. Vztah mezi oběma parametry je dán (1.2). Navíc se s výběrem kanálu pojí i různá šířka pásma. Kanály v III. televizním pásmu mají šířku 7 MHz, zatímco kanály IV. a V. televizního pásma mají šířku 8 MHz. Od šířky pásma se pak odvíjí vzorkovací frekvence IFFT, a to následujícím způsobem [1]:

$$f_s = \frac{64}{7} \cdot \frac{BW}{8} = \frac{64}{7} \cdot \frac{8}{8} = 9,142857143 \text{ MHz}, \quad (3.1)$$

$$f_s = \frac{64}{7} \cdot \frac{BW}{8} = \frac{64}{7} \cdot \frac{7}{8} = 8 \text{ MHz}, \quad (3.2)$$

kde  $BW$  je šířka pásma v MHz. Primárně je v programu nastaven 40. televizní kanál.

Ve stejné sekci *specifikace kanálu* se nachází editační pole pro úpravu úrovně aditivního šumu. Vyjadřuje se prostřednictvím poměru C/N a primárně je nastavena hodnota 20 dB.

Poslední nastavení se týká způsobu získání odhadu kanálu pro účely adaptivní ekvalizace signálu v přijímači. Pomocí přepínacích tlačítek v sekci *odhad kanálu* lze zvolit jednu ze tří možností: *optimální*, *časově orientovaný* nebo *frekvenčně orientovaný*. Bližší popis jednotlivých voleb je uveden v popisu funkce *equalization* v kapitole 2.3.3. Primárně je nastaven optimální odhad.

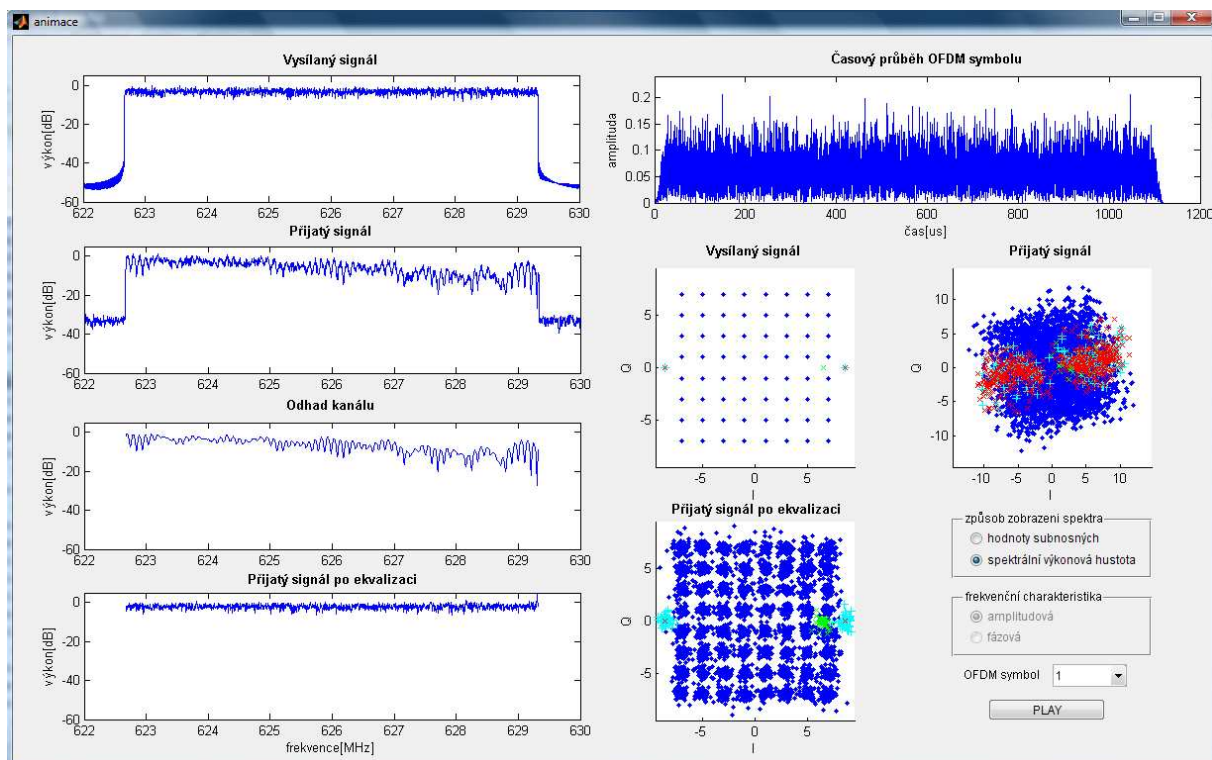
Tlačítko *Vymaž* v pravém dolním rohu okna *kanál* slouží k rychlé deaktivaci všech 20 cest a k resetování všech hodnot v sekcích *přenosové cesty*, *zpoždění skupiny* a volby *LOS*. Tlačítkem *OK* je návrh přenosového kanálu ukončen a uživatel se vrací do prostředí *simulace*.

Pro systémy DVB-S/C bylo vytvořeno vlastní uživatelské prostředí *šumový kanál* s funkcí omezenou výhradně na specifikaci úrovně šumu. Model vícecestného kanálu se totiž v satelitním ani v kabelovém přenosu neuplatňuje. Navíc tyto systémy byly do programu začleněny jako nadstandardní doplněk, který není součástí oficiálního zadání. Tomu odpovídá zjednodušená forma kanálového prostředí. Otevírá se rovněž tlačítkem *Přenosový kanál* z okna *simulace*.

### 3.3 Okno ANIMACE

Čtvrté a poslední uživatelské prostředí nese název *animace*. Jeho podoba je na Obrázek 3.4. Otevírá se po přenosu pod podmínkou, že je zatrženo příslušné zaškrtačkové pole. Umožňuje interaktivní prezentaci výsledků simulace prostřednictvím spekter, konstelačních diagramů a časového průběhu signálu. V jeden okamžik se přitom do všech uvedených grafů vykresluje jen část signálu odpovídající jednomu OFDM symbolu. To, který symbol bude vykreslen, si volí uživatel pomocí kontextové nabídky na základě pořadového čísla. Další možností je pozorování podoby OFDM symbolů v časovém sledu po stisknutí tlačítka *PLAY*. Za běhu lze animaci kdykoliv zastavit tlačítkem *STOP*.

Konstelační diagramy stejně jako spektra poskytují pohled na OFDM symbol ve třech různých fázích přenosu: *vysílaný*, *přijatý* a *přijatý po ekvalizaci*. K dispozici je dále odhad spektra kanálu pro srovnání se spektrem přijatého signálu. Výčet grafů uzavírá časový průběh OFDM symbolu po připojení ochranného intervalu.



Obrázek 3.4: Vzhled okna ANIMACE.

Frekvenční spektrum je možné zobrazit dvojím způsobem. Buď jako hodnoty subnosných OFDM symbolu nebo jako spektrální výkonovou hustotu získanou pomocí funkce MATLABU *pwelch()*. K výběru slouží přepínací tlačítka *způsob zobrazení spektra*. Při volbě první z uvedených možností se navíc nabízí dvě varianty: amplitudová a fázová charakteristika. Mezi oběma uživatel přepíná prostřednictvím tlačítek v sekci *frekvenční charakteristika*. Nuly resp. pokles výkonové úrovně po stranách spektra odpovídají nepoužitým nosným OFDM symbolu. U odhadu kanálu ani u přijatého signálu po ekvalizaci už tato část spektra není, protože se ihned po FFT odstraňuje.

Konstelační diagramy znázorňují konstelace QAM symbolů jednotlivých nosných použité části OFDM symbolu, tedy včetně pilotů a TPS nosných. Symboly modulované na různé typy nosných jsou v diagramu barevně a tvarově rozlišeny následujícím způsobem:

užitečné nosné	modrý puntík
pilotní rozptýlené nosné	červený „x“ křížek
pilotní kontinuální nosné	tyrkysový „+“ křížek
TPS nosné	zelený „x“ křížek

Na konstelačním diagramu signálu po ekvalizaci si lze povšimnout, že se amplitudy a fáze přijatého signálu pozměňují tak, aby rozptýlené nosné dosáhly své referenční hodnoty. S tím se i symboly ostatních nosných dostávají do správných mezí, ovšem přesnost jejich umístění není díky šumu a občasným hlubokým únikům stoprocentní. To platí i pro

kontinuální nosné, protože se pro odhad kanálu nepoužívají. Jejich význam je spíše synchronizační. TPS symboly se správně vyskytují buď pouze nalevo nebo napravo od počátku IQ souřadnic, a to z toho důvodu, že jeden OFDM symbol nese vždy jen jeden bit TPS informace, byť opakovaně na všech TPS nosných.

## 4 KANÁLOVÉ PROFILY

V simulačním programu jsou předdefinovány profily kanálu, které by svými vlastnostmi měli odrážet realistické příjmové podmínky nebo by měli vystihovat nejhorší možný scénář. Jsou rozděleny do tří kategorií.

### 4.1 Profily pro simulaci bez Dopplerova posuvu

S následujícími dvěma kanálovými modely bylo simulováno chování systému DVB-T během vývoje standardu EN 300 744. Jsou určeny pro počítačovou simulaci.

pro fixní příjem F1 (RC20) platí [2]

$$y(t) = \frac{\rho_0 \cdot x(t) + \sum_{i=1}^N \rho_i \cdot e^{-j2\pi\theta_i} \cdot x(t - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^N \rho_i^2}} \quad (4.1)$$

pro přenosný příjem P1 (RL20) platí [2]

$$y(t) = \frac{\sum_{i=1}^N \rho_i \cdot e^{-j2\pi\theta_i} \cdot x(t - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \rho_i^2}} \quad (4.2)$$

kde  $\rho_0 \cdot x(t)$  je přímý paprsek LOS,  $N$  je počet odrazů (=20),  $\theta_i$  je fázový posuv  $i$ -té cesty,  $\rho_i$  je útlum  $i$ -té cesty,  $\tau_i$  je relativní zpoždění  $i$ -té cesty. Pro útlum LOS platí [2]

$$\rho_0 = \sqrt{K_{\text{abs}} \cdot \sum_{i=1}^N \rho_i^2}, \quad (4.3)$$

a pro  $K$ -faktor v absolutní míře platí [2]

$$K_{\text{abs}} = \frac{r_0^2}{\sum_{i=1}^N r_i^2}. \quad (4.4)$$

Přesné hodnoty  $\theta_i$   $\rho_i$   $\tau_i$   $K$  jsou uvedeny v [2]. Impulsní odezva profilu RC20 je na Obrázek 4.1. RL20 je totožný vyjma LOS – ta u něj chybí.



Obrázek 4.1: Impulsní odezva profilu RC20.

Kolísání amplitudy přijatého signálu profilu RC20 má *Rice* rozložení, u profilu RL20 jde o rozložení *Rayleigh*. Podle tohoto pojetí lze tedy příslušného rozložení dosáhnout i u kanálu bez Dopplerova posuvu.

## 4.2 Profily pro simulaci s Dopplerovým posuvem (mobilní příjem)

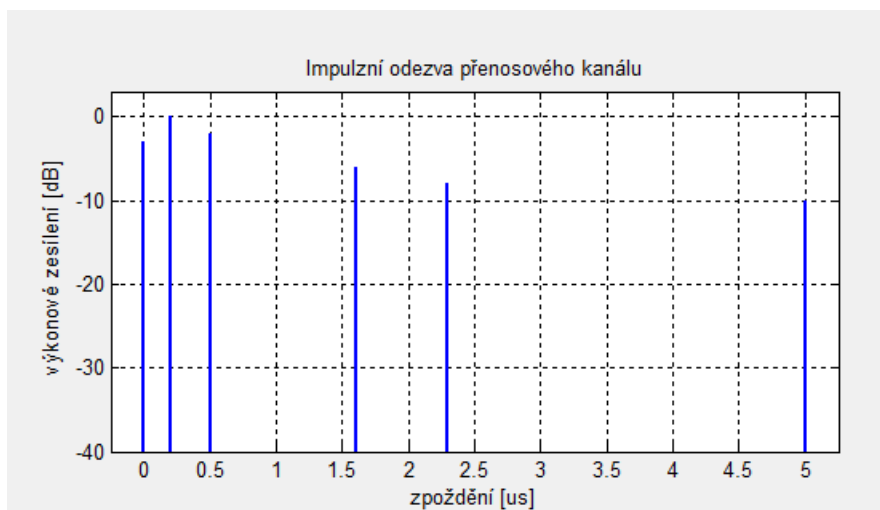
Následující tři kanálové profily byly použity v rámci výzkumného projektu AC318 Motivate (1998-2000) a měly by vystihovat situaci během distribuce DVB-T služeb v mobilním prostředí. První dva modelují šíření televizního signálu z jednoho vysílače, třetí modeluje situaci v SFN síti. Jsou určeny pro simulaci v reálném čase. Přesné parametry jednotlivých cest všech tří profilů jsou uvedeny v [3].

TU6 (Typical Urban reception) 50 km/h

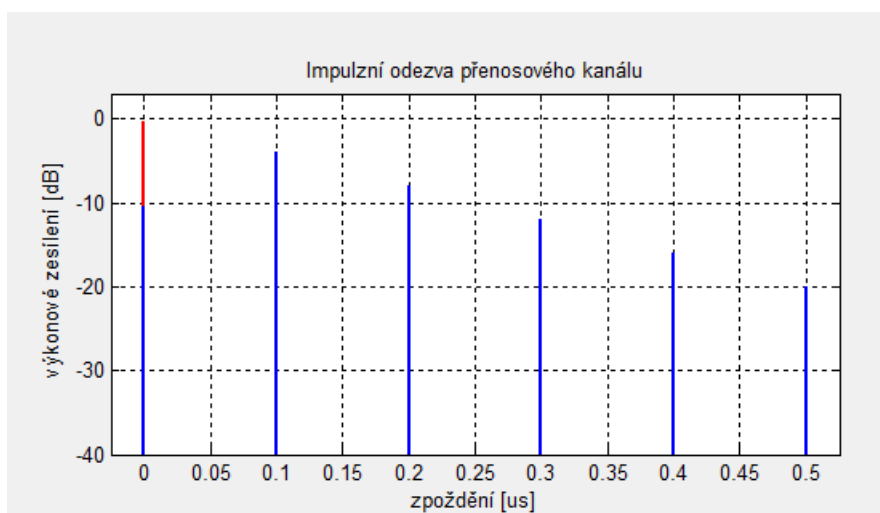
Profil má napodobovat šíření signálu DVB-T v urbanizované krajině. Poprvé byl definován ve standardu COST207. Je tvořen 6 cestami s velkým rozptylem zpoždění a s relativně silnými výkonovými úrovněmi (viz. Obrázek 4.2). Všechny cesty mají Dopplerovo spektrum typu *Rayleigh-Jakes*.

RA6 (Rural Area reception) 100 km/h

Profil má napodobovat šíření signálu DVB-T ve venkovské krajině. Poprvé byl definován ve standardu COST207. Je tvořen 6 cestami s relativně malým rozptylem zpoždění a se slabými výkonovými úrovněmi (viz. Obrázek 4.3). První cesta má Dopplerovo spektrum typu *Rice-Jakes*, ostatní *Rayleigh-Jakes*.



Obrázek 4.2: Impulsní odezva profilu TU6.



Obrázek 4.3: Impulsní odezva profilu RA6.

0 dB Echo      50 km/h

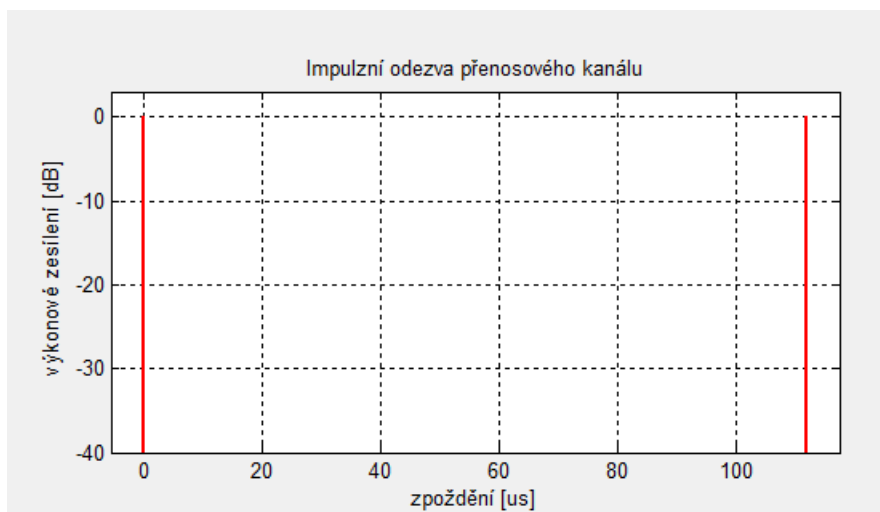
Skladba tohoto profilu byla silně ovlivněna specifickou povahou DVB-T signálu. Jde především o tyto vlastnosti:

*technika rozprostření spektra*      profil dobře vystihuje rozdílný dopad Dopplerova posuvu na rušení mezi nosnými (ICI) v různých OFDM módech

*použití ochranného intervalu*      profil dobře vystihuje rozdílný dopad zpožděných odrazů na mezisymbolové přeslechy (ISI) při různých délkách ochranného intervalu

Je tvořen dvěma paprsky stejné výkonové úrovně vzájemně zpožděnými o polovinu ochranného intervalu a s čistým Dopplerovým posuvem (*Pure Doppler*). Jeho impulsní odezva je na Obrázek 4.4.





Obrázek 4.4: Impulzní odezva profilu 0 dB Echo.

### 4.3 Nové profily pro simulaci s relativně malým Dopplerovým posuvem

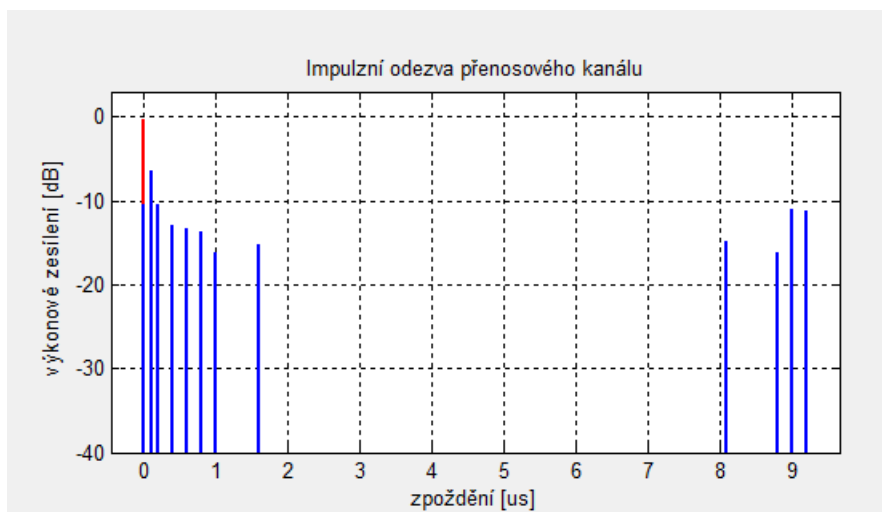
Potřebu vzniku nových profilů vyvolalo neuspokojivé chování klasických profilů, především TU6, v situaci s nízkou rychlostí přijímací stanice (přenosný příjem). Profil TU6 se v těchto podmínkách projevoval neúměrně reálné situaci, vyžadoval vyšší nároky na konfiguraci systému, než bylo ve skutečnosti zapotřebí. Nové modely, které řeší tyto problémy, byly vyvinuty pod záštitou firem Nokia a Elektrobit. Jedná se o čtyři modelové scénáře:

Pedestrian Indoor (PI)                      3 km/h

- šíření signálu DVB-T/H za chůze uvnitř budovy
- první cesta *Rice-Gauss*, zbylé cesty *Rayleigh-Gauss* (viz. Obrázek 4.5)

Pedestrian Outdoor (PO)                      3 km/h

- šíření signálu DVB-T/H za chůze vně budovy
- první cesta *Rice-Gauss*, zbylé cesty *Rayleigh-Gauss* (viz. Obrázek 4.6)



Obrázek 4.5: Impulzní odezva profilu PI.



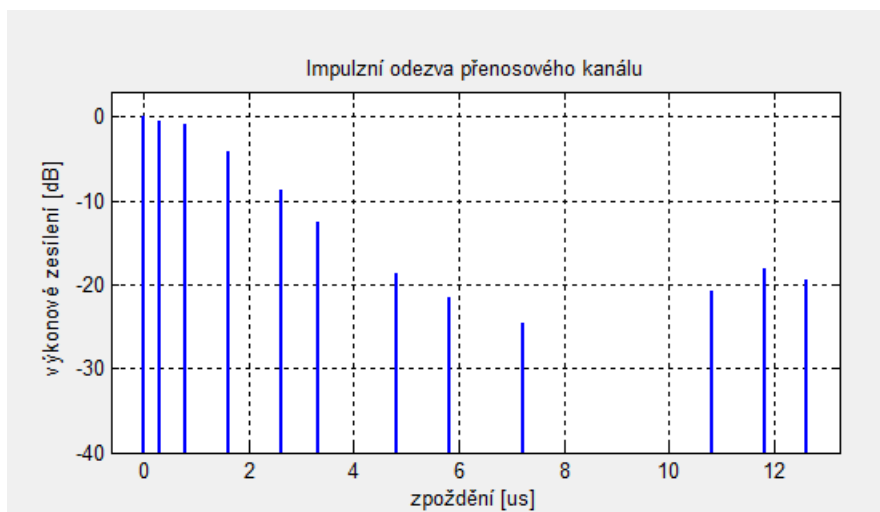
Obrázek 4.6: Impulzní odezva profilu PO.

Vehicular Urban (VU) 30 km/h

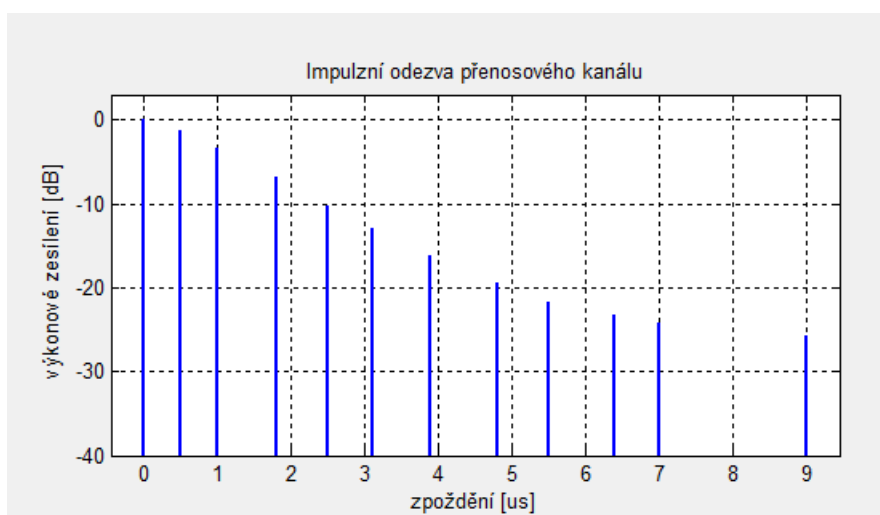
- šíření signálu DVB-T/H za pomalé jízdy ve městě
- první cesta *Rayleigh-Gauss*, zbylé cesty *Rayleigh-Jakes* (viz. Obrázek 4.7)

Motorway Rural (MR) 100 km/h

- šíření signálu DVB-T/H za rychlé jízdy po dálnici
- první cesta *Rayleigh-Gauss*, zbylé cesty *Rayleigh-Jakes* (viz. Obrázek 4.8)



Obrázek 4.7: Impulzní odezva profilu VU.



Obrázek 4.8: Impulzní odezva profilu MR.

Podkladem pro jejich definici byla data z reálného měření v systému DVB-H, které proběhlo v režii finského zastoupení v projektu Wing-TV. Přesné parametry všech čtyř profilů jsou uvedeny v [4]. Součástí definice jsou netradičně i hodnoty Dopplerova posuvu jednotlivých cest, které společně s pevně danou rychlostí přijímače jednoznačně vymezují televizní kanál – konkrétně C38.

## 5 PŘÍKLADY SIMULACÍ

V následující kapitole jsou prezentovány výsledky zkušebních simulací. Zkoumány byly předdefinované kanálové profily všech tří kategorií uvedených výše. Konkrétní konfigurace systému je dána čtyřmi realizačními parametry: konstelace vnitřní modulace, mód OFDM, kódový poměr a ochranný interval. Pro lepší posouzení dosažených výsledků jsou zde uvedeny i grafy chybovostí získané simulací téhož s pomocí elektronického simulátoru Broadcast Test System R&S SFU. Celkem byly provedeny 4 sady zkušebních simulací. Všechny proběhly na 39 televizním kanálu.

### 5.1 Simulační sada č. 1

První sada simulací se zaměřuje na profily bez Dopplerova posuvu: RC20 a RL20. Byla zvolena jedna z nejpřísnějších konfigurací systému. Konstelace vnitřní modulace 64-QAM klade nejvyšší nároky na přesnost odhadu kanálu a následné ekvalizace, a je také nejcitlivější na přítomnost aditivního šumu. Mód OFDM – opět nejzranitelnější varianta 8k s relativně velkým počtem nosných, které při dané šířce kanálu leží blízko u sebe. V této kategorii profilů by ale neměla hrát žádnou zásadní roli, protože nedochází k Dopplerovu posuvu. Kódový poměr byl zvolen 2/3, stejně jako u všech ostatních zde simulovaných konfigurací. Jedná se o v DVB-T nejčastěji používaný poměr. Zavádí o něco nižší redundanci než nezúžený primární kód 1/2, a zároveň oproti více zúženým kódům zachovává dostatečnou korekční schopnost. Ochranný interval je v rámci možných hodnot druhý nejdelší, a sice 1/8. Při maximální délce odezvy, která je shodně 5,5  $\mu$ s, by délka 112  $\mu$ s v módu 8k měla bohatě stačit.

Oba dva profily jsou co do definice vlastně totožné s jedním zásadním rozdílem, a tím je přítomnost LOS komponenty. K-faktor přímé cesty je přitom relativně velký (10 dB). Takto silná přímá složka velkou měrou eliminuje samotný únik a vůbec vliv všech ostatních odražených komponent. Profil RC20 se tak blíží jednoduchému AWGN kanálu bez vícecestného úniku. Potvrzuje to i průběh chybovosti *before* a *after Viterbi* na Obrázek 5.3, Obrázek 5.4, Obrázek 5.5 a Obrázek 5.6.

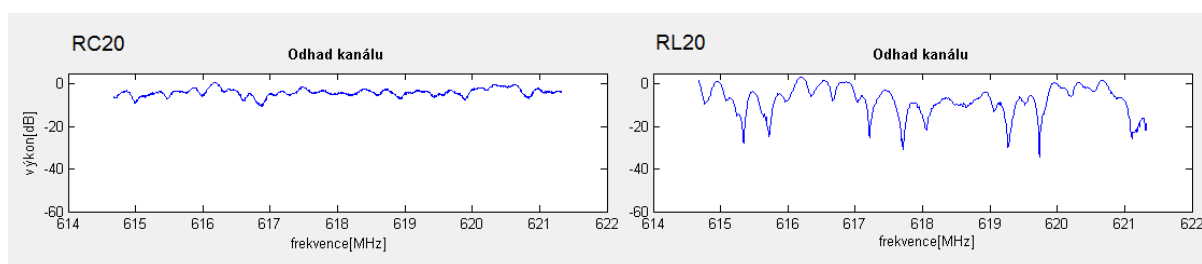
V Tabulka 5.1 jsou srovnány hodnoty C/N pro QEF příjem získané z grafů chybovosti obou simulátorů s hodnotami uvedenými v normě. Z porovnání plyne, že profily AWGN a RC20 vyhodnocují oba simulátory shodně. Jsou přitom zhruba o 1 dB náročnější na C/N v porovnání s normou. Pokud jde o profil RL20, zde už softwarový simulátor za elektronickým pokulhává o 6 dB, za normou dokonce o 10 dB. Právě příčiny uvedených rozdílů lze jen stěží odhadovat. Vzhledem k tomu, že se vyskytly jen u profilu se silným vícecestným únikem *Rayleigh* typu, souvisí to pravděpodobně se způsobem získání odhadu kanálu a následnou adaptivní ekvalizací. Softwarový simulátor je v tomto ohledu modelován primitivním způsobem. Elektronický simulátor stejně jako simulátor použitý v normě pravděpodobně disponují sofistikovanějšími metodami zpracování přijímaného signálu. Výsledkem tohoto srovnání je však jeden podstatný postřeh. Je jím fakt, že ani

elektronickému simulátoru nelze přisuzovat referenční status a všechny podobné rozdíly, jež se ve větší či menší míře projevují i v dalších sadách simulací, je třeba brát s rezervou.

Tabulka 5.1: Hodnoty C/N pro QEF, 1. sada

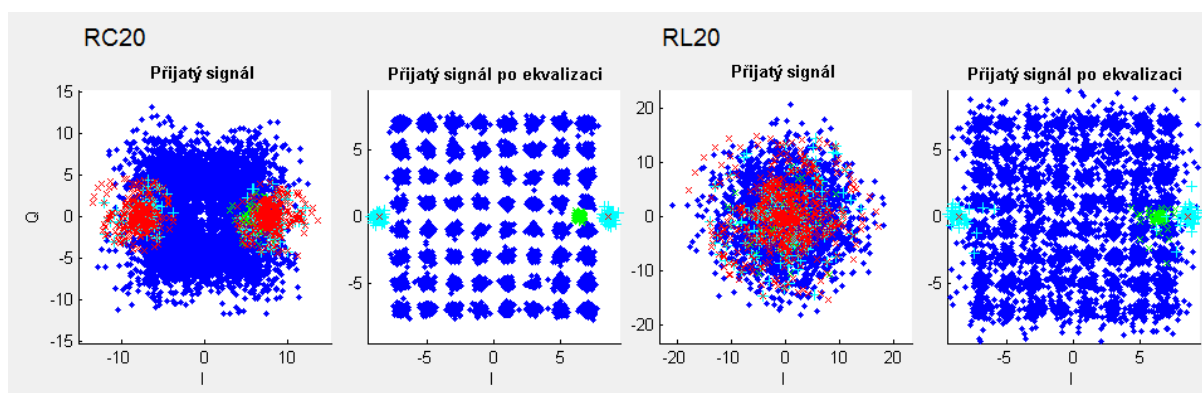
	AWGN	RC20	RL20
EN 300 744	16,5	17,1	19,3
elektronický simulátor	17,7	19,1	23,3
softwarový simulátor	18	19,5	29,8

K různému tvaru BER průběhů ve spodních partiích grafů přispívá také skutečnost, že softwarové simulace probíhají s menším počtem vzorků. Jednomu chybnému bitu odpovídá chybovost řádově  $10^{-6}$ . Nižší hodnoty tak z principu není možné zachytit.



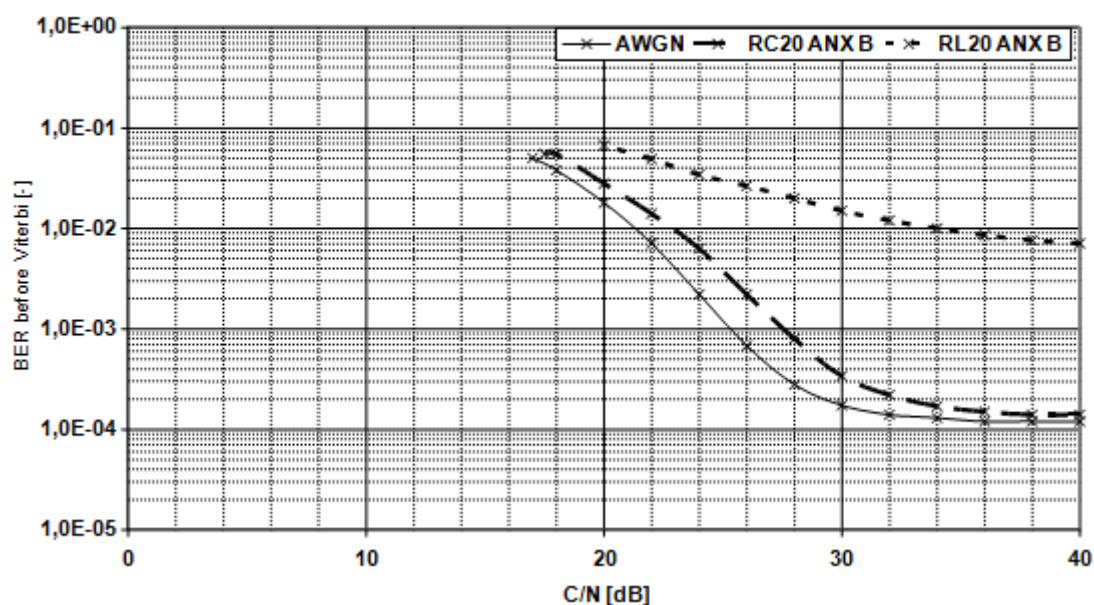
Obrázek 5.1: Odhad spektra profilů RC20 a RL20.

Na Obrázek 5.1 jsou odhady spekter prvního OFDM symbolu po průchodu kanálem. Patrný je rozdíl v proporci úniků ve spektru kanálu s LOS komponentou a bez ní. Úrovně nosných v místech nejhlubších propadů se budou ztrácet v šumu. Zajímavý je také pohled na konstelační diagramy na Obrázek 5.2. Skládání fázových posuvů odražených komponent bez dominující LOS u profilu RL20 má za následek chaotickou rotaci diagramu v celém rozsahu  $360^\circ$ . U profilu RC20 je tato rotace usměrněna do užších mezí. Na konstelačních diagramech lze také pozorovat vliv frekvenčních propadů patrných ve spektrech. Projevují se smrštěním diagramu do jeho středu. Jak proporci, tak fázi je možné usuzovat z polohy značek rozptýlených nosných.



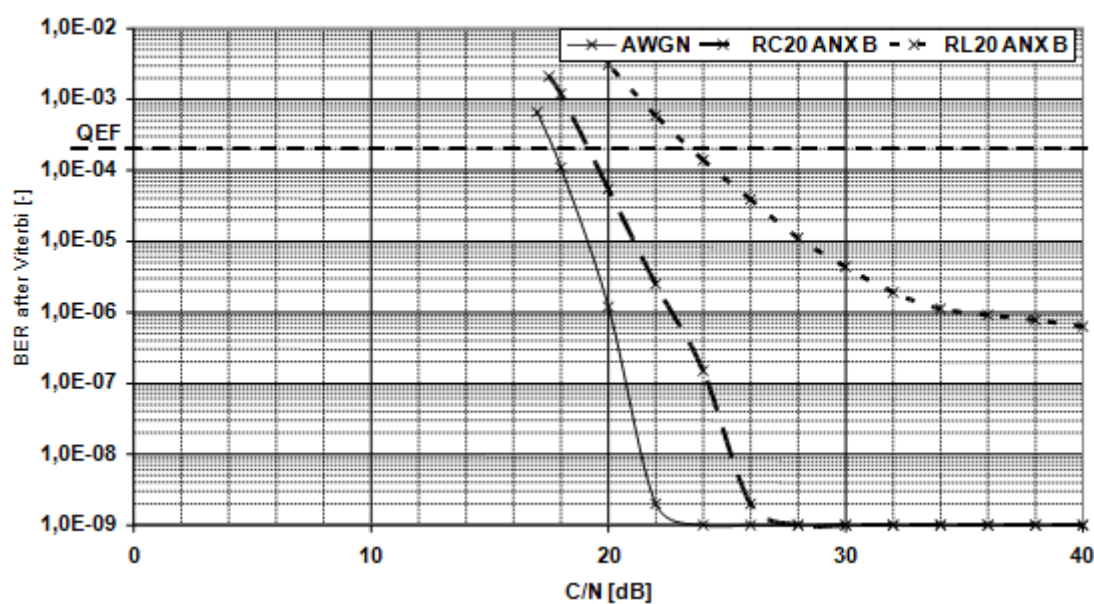
Obrázek 5.2: Konstelační diagramy profilů RC20 a RL20 ( $C/N = 26$  dB).

Elektronický simulátor 64 QAM, mód 8k, code rate 2/3, guard interval 1/8



Obrázek 5.3: Bitová chybovost before Viterbi první simulační sady (elektronický simulátor). Převzato z [12].

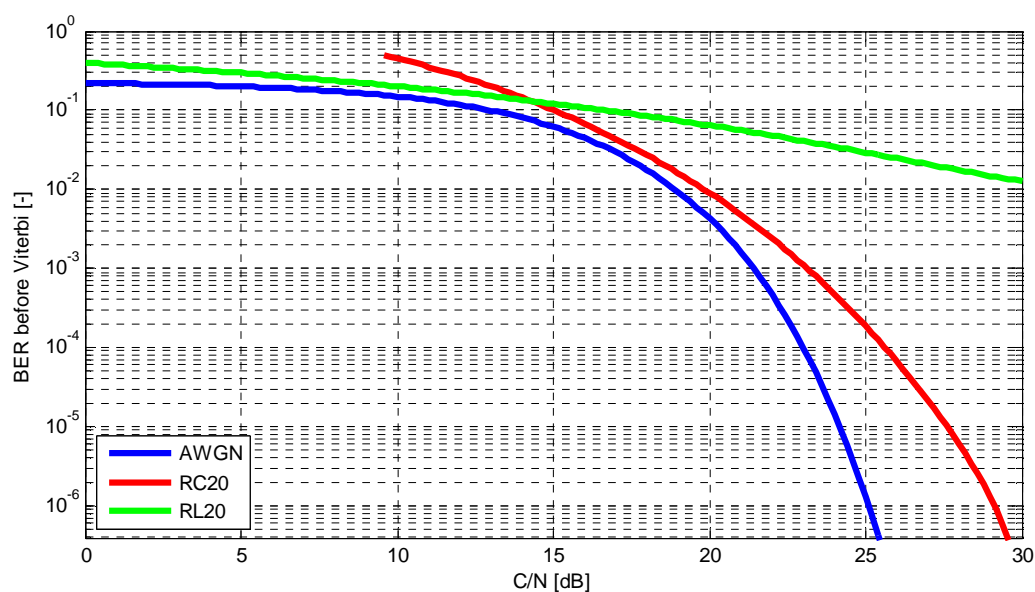
Elektronický simulátor 64 QAM, mód 8k, code rate 2/3, guard interval 1/8



Obrázek 5.4: Bitová chybovost after Viterbi první simulační sady (elektronický simulátor). Převzato z [12].

Softwarový simulátor

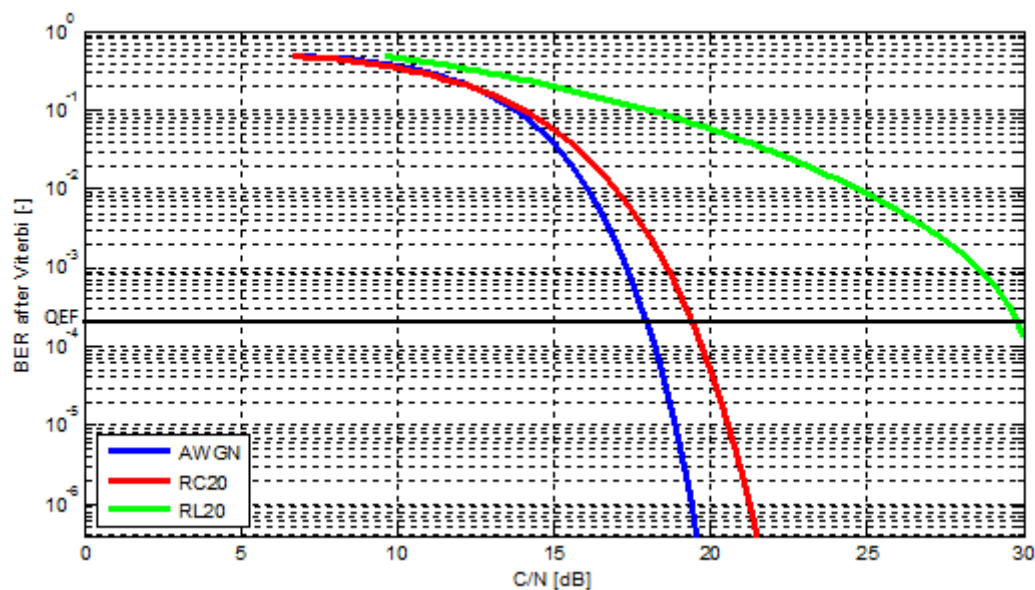
64-QAM, mód 8k, code rate 2/3, guard interval 1/8



Obrázek 5.5: Bitová chybovost before Viterbi první simulační sady (softwarový simulátor).

Softwarový simulátor

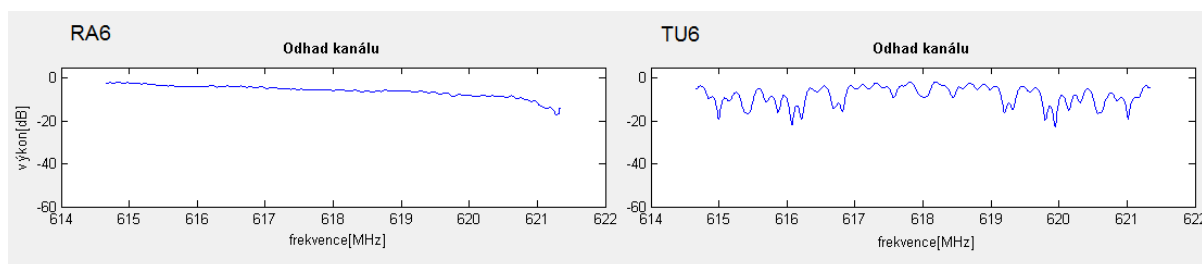
64-QAM, mód 8k, code rate 2/3, guard interval 1/8



Obrázek 5.6: Bitová chybovost after Viterbi první simulační sady (softwarový simulátor).

## 5.2 Simulační sada č. 2

Druhá sada simulací se zaměřuje na profily s Dopplerovým posuvem: TU6 a RA6. Konfigurace systému byla zvolena s ohledem na ztíženou příjmovou situaci – vnitřní modulace probíhá v konstelaci QPSK, mód OFDM 2k je nejvíce tolerantní k frekvenčnímu posuvu s Dopplerovým spektrem. Kódový poměr je tradičně 2/3 a ochranný interval byl vybrán spíše kratší 1/16. I tak by měla být jeho délka dostačující – v uvedeném módu to dělá 14  $\mu$ s – vzhledem k tomu, že maximální relativní zpoždění je 5  $\mu$ s u profilu TU6.



Obrázek 5.7: Odhad spektra profilů RA6 a TU6.

Oba profily se zásadním způsobem liší. Ať už jde o přítomnost LOS v první cestě profilu RA6 nebo o jeho 10x kratší maximální relativní zpoždění a také větší útlum zpožděných cest. To vše činí profil RA6 mnohem přívětivějším vůči přenášenému signálu. Skutečnost, že tento profil má 2x větší Dopplerův posuv vzhledem k dvojnásobné rychlosti přijímače, tu nehraje velkou roli. Mód 2k totiž dopad tohoto frekvenčního posuvu minimalizuje.

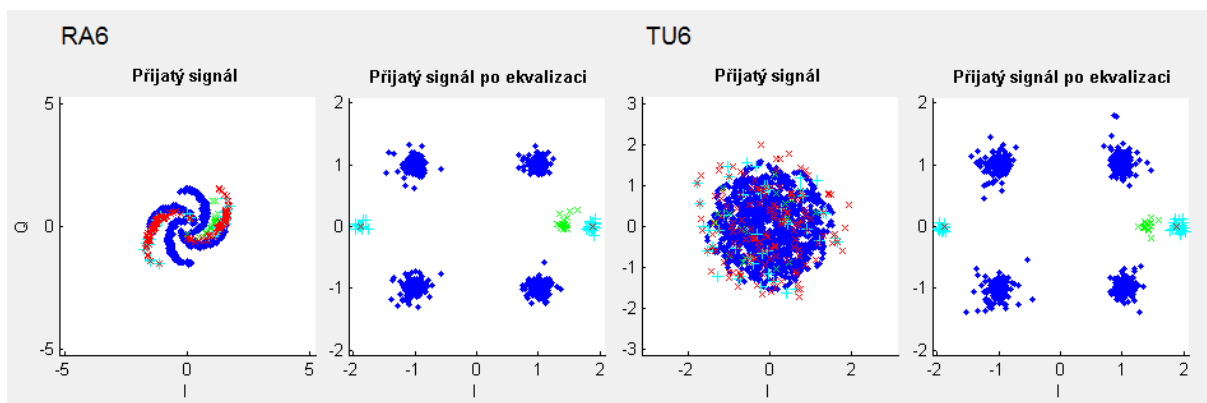
Na Obrázek 5.7 jsou zmíněné rozdíly doloženy charakteristikou frekvenčního úniku. Dominance LOS komponenty a slabý výkon zpožděných cest kanálu RA6 se projevuje pozvolným poklesem k jedinému výraznému úniku na okraji frekvenčního rozsahu. Naproti tomu spektrum TU6 je postiženo propady v celém rozsahu.

Výsledky simulací odlišnost obou kanálů odrážejí, ovšem poměrně zásadně se liší, co do míry jejich vzájemného odstupu BER průběhů. U softwarového simulátoru je odstup podstatně zřetelnější. Platí přitom, že hodnoty QEF profilu RA6 vychází o 7 dB lépe a profilu TU6 o 6 dB hůře než tytéž hodnoty u elektronického simulátoru. Opět se tedy potvrzuje hendikep počítačové simulace u kanálu s převažujícím *Rayleigh* únikem. Navíc se ukazuje, že MATLAB má tendenci minimalizovat vliv *Rayleigh* úniku v kombinaci s *Jakes* spektrem. Odpovídá to výrazně nižší chybovosti profilu RA6, jehož 2-6 cesta má právě tento typ Dopplerova spektra, a potvrzuje se to i u kanálů VU a MR (viz 4. simulační sada).

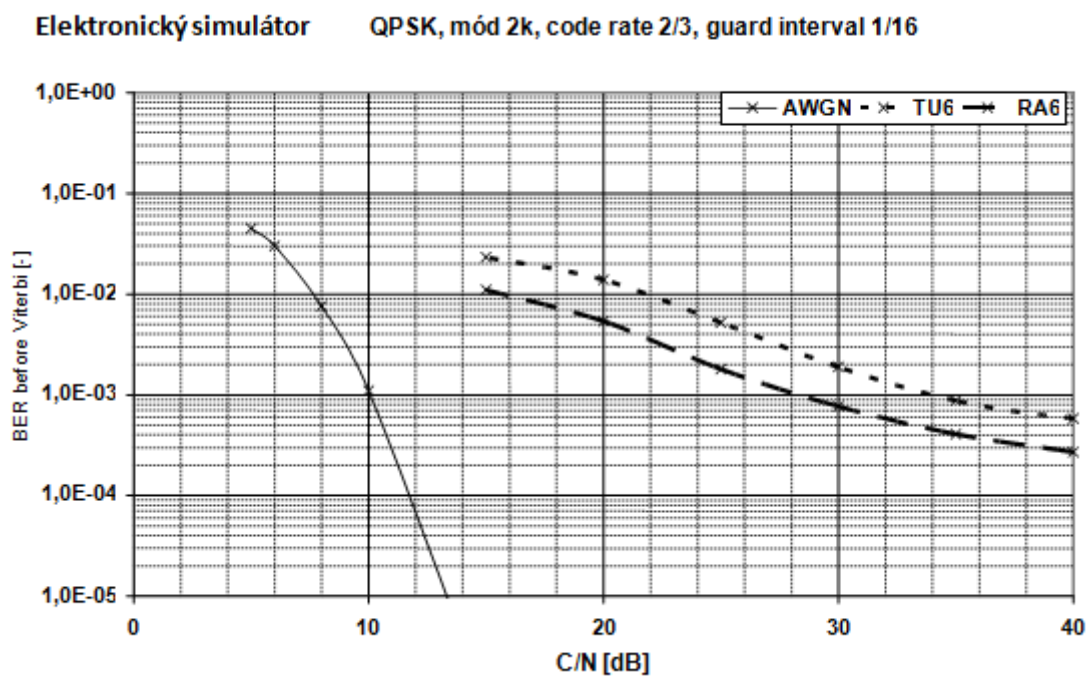
Tabulka 5.2 : Hodnoty C/N pro QEF, 2. sada

	AWGN	RA6	TU6
EN 300 744	4,9	-	-
elektronický simulátor	5,5	15,7	20,8
softwarový simulátor	4,6	8,8	25,8

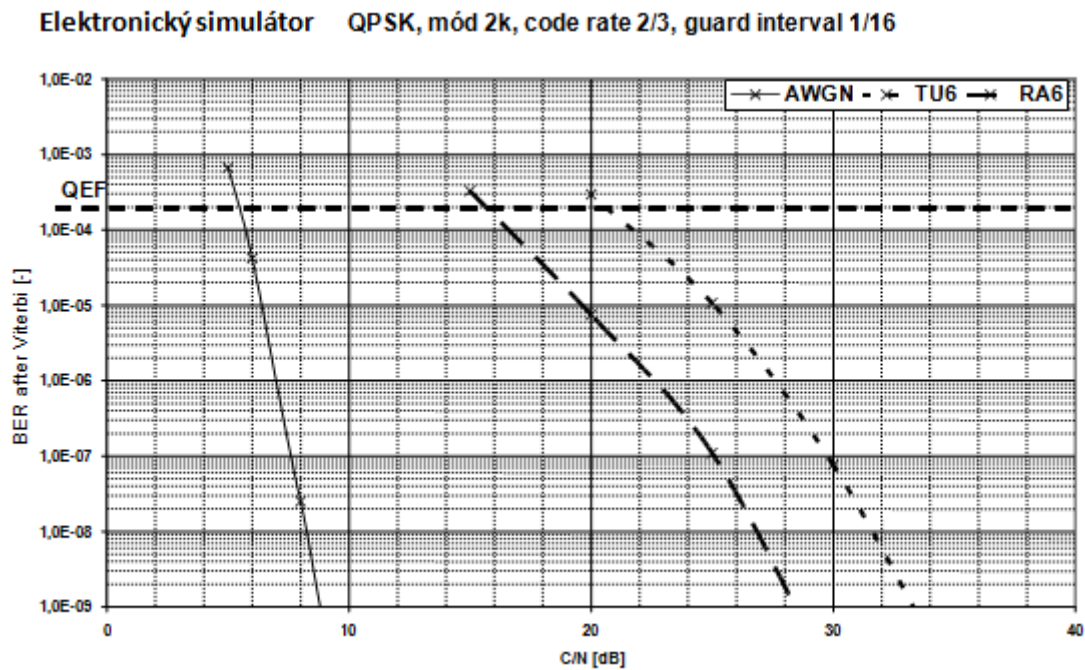




Obrázek 5.8: Konstelační diagramy profilů RA6 a TU6 ( $C/N = 26$  dB).

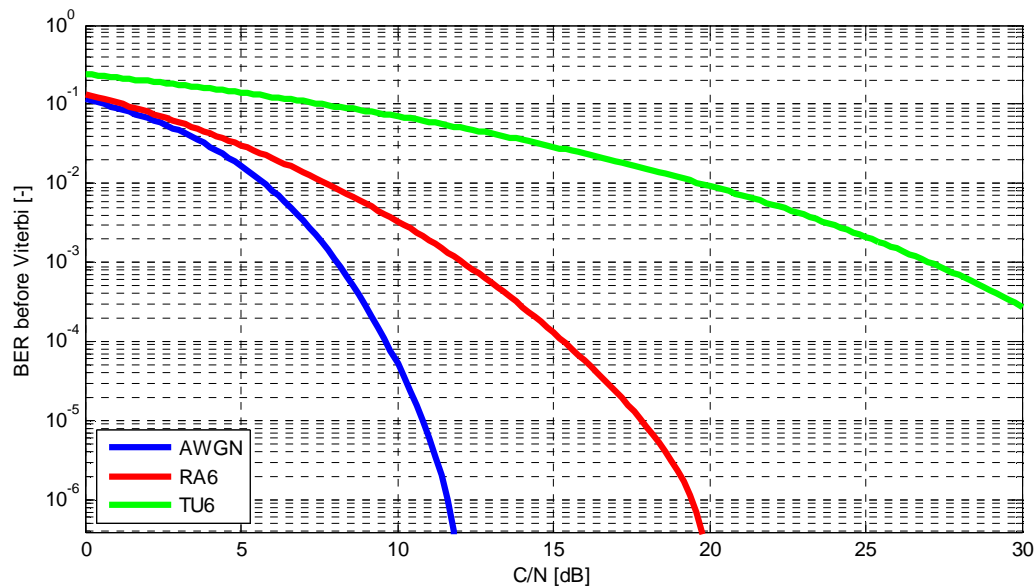


Obrázek 5.9: Bitová chybovost before Viterbi druhé simulační sady (elektronický simulátor).  
Převzato z [13].

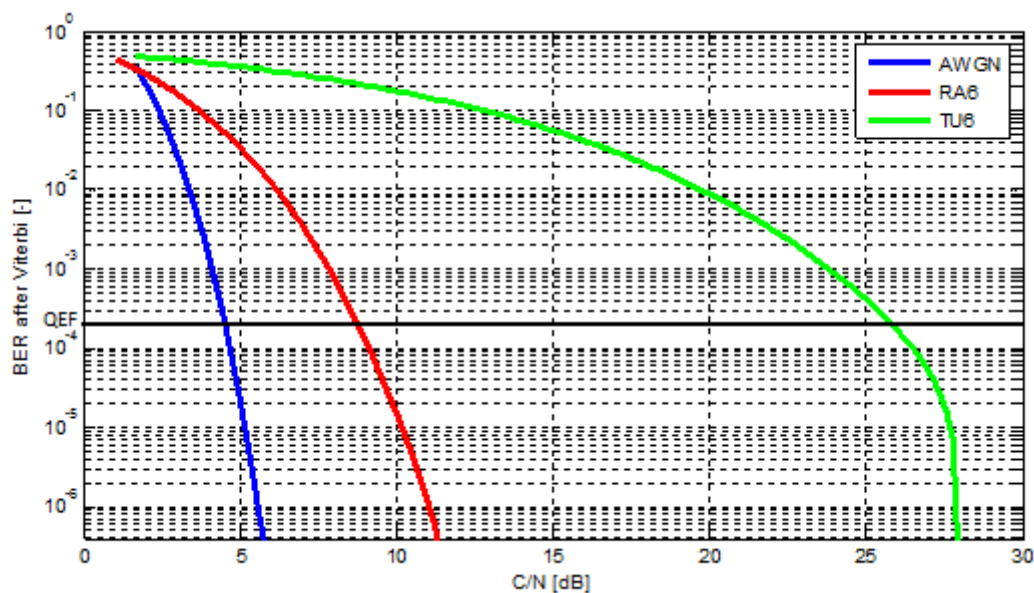


Obrázek 5.10: Bitová chybovost after Viterbi druhé simulační sady (elektronický simulátor).  
Převzato z [13].

Softwarový simulátor    QPSK, mód 2k, code rate 2/3, guard interval 1/16



Obrázek 5.11: Bitová chybovost before Viterbi druhé simulační sady (softwarový simulátor).



Obrázek 5.12: Bitová chybovost after Viterbi druhé simulační sady (softwarový simulátor).

### 5.3 Simulační sada č. 3

Třetí sada simulací se zaměřuje na profily s relativně malým Dopplerovým posuvem: Pedestrian Indoor a Pedestrian Outdoor. Konfigurace systému zůstává stejná jako u předchozí sady.

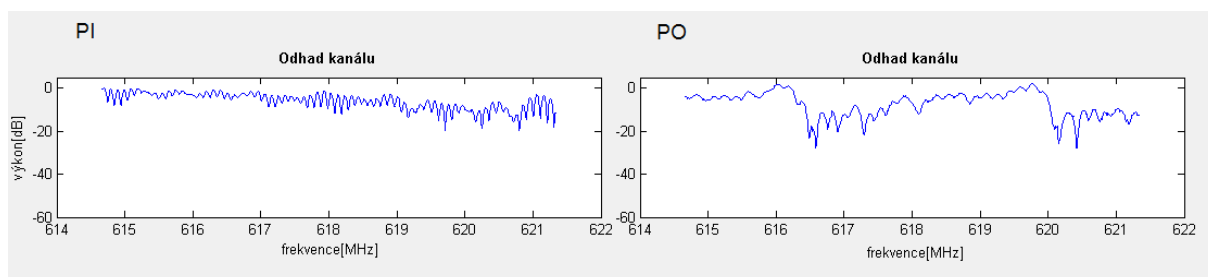
U obou profilů je součástí první cesty přímá komponenta, která je frekvenčně posunutá o polovinu maximální hodnoty Dopplerova posuvu odražených komponent. Ten je pro oba kanály shodný, stejně jako rychlost přijímačů. Základní rozdíl mezi profily spočívá v délce impulsní odezvy a ve výkonu zpožděných cest. Pedestrian Indoor má sice delší maximální zpoždění, avšak zpožděné cesty jsou více tlumeny, než je tomu u Pedestrian Outdoor. Vzhledem k tomu, že ochranný interval tu má délku 12  $\mu$ s a poslední cesta PI profilu přichází se zpožděním 9,2  $\mu$ s, mezisymbolové přeslechy se neuplatňují. Převládá vliv útlumu odrazů a z toho plynoucí znevýhodnění PO profilu.

Srovnání elektronického a softwarového simulátoru v Tabulka 5.3 vychází poměrně uspokojivě, rozdíly jsou do 3 dB.

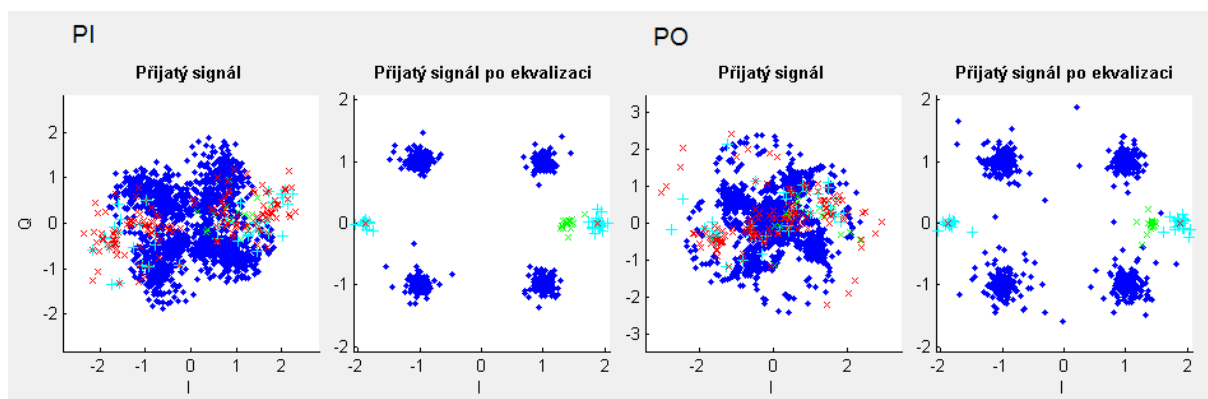
Tabulka 5.3: Hodnoty C/N pro QEF, 3. sada

	AWGN	PI	PO
EN 300 744	4,9	-	-
elektronický simulátor	5,4	13	16
softwarový simulátor	5,6	10,6	17,5

Na Obrázek 5.13 jsou průběhy odhadu kanálu profilů PI a PO. Jasně patrný je rozdíl v hloubce frekvenčního úniku. Velké propady jsou způsobeny velkou výkonovou úrovní druhé až čtvrté cesty kanálu PO. Větší četnost úniků ve spektru kanálu PI je zase zaviněna obecně větším zpožděním cest. V tomto ohledu je PI s porovnání se všemi ostatními předdefinovanými profily jedinečný. Mnohými testy bylo totiž zjištěno, že si na rozdíl od ostatních vynucuje upřednostnění frekvenčního rozlišení odhadu kanálu před časovým.



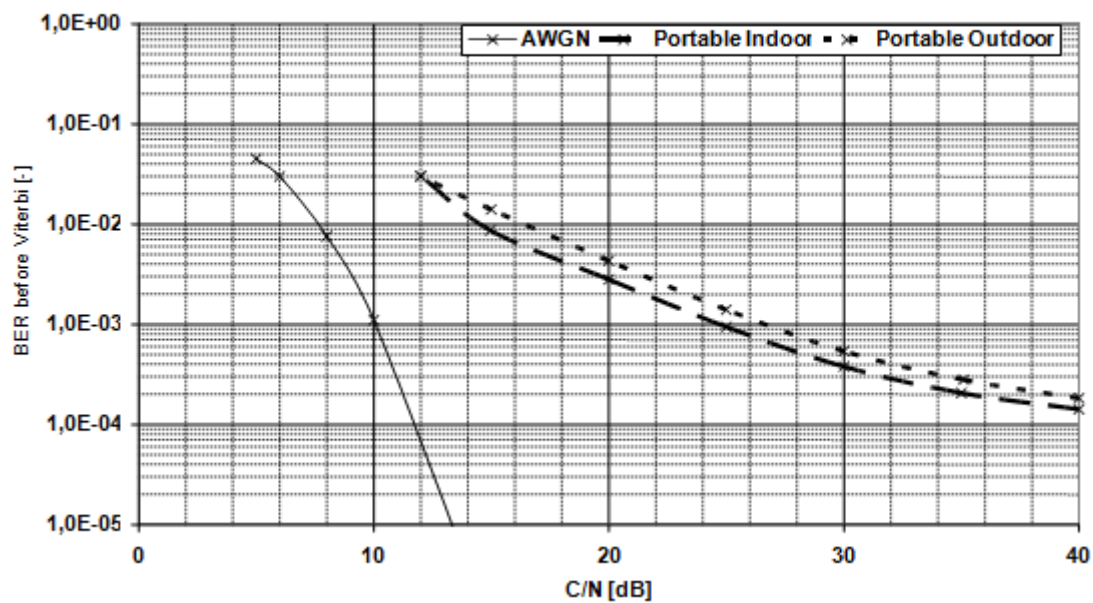
Obrázek 5.13: Odhad spektra profilů PI a PO.



Obrázek 5.14: Konstelační diagramy profilů PI a PO ( $C/N = 26$  dB).

Elektronický simulátor

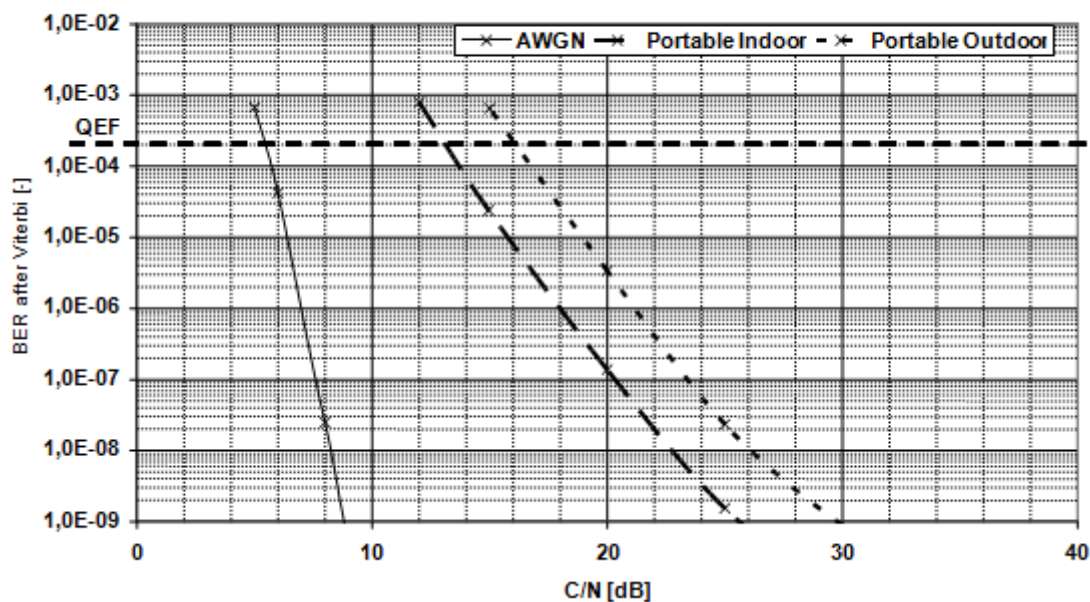
QPSK, mód 2k, code rate 2/3, guard interval 1/16



Obrázek 5.15: Bitová chybovost before Viterbi třetí simulační sady (elektronický simulátor). Převzato z [14].

Elektronický simulátor

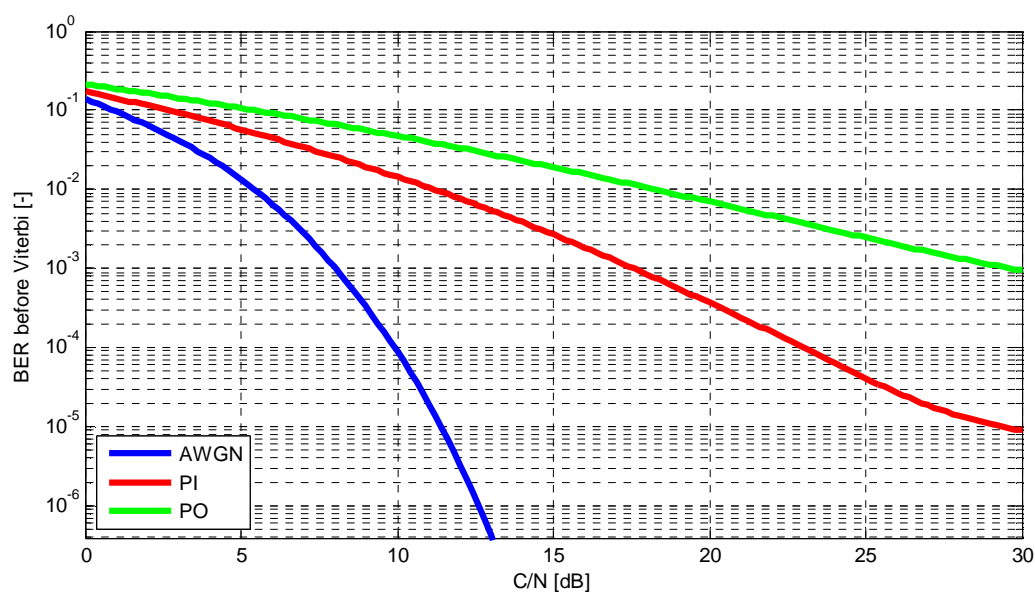
QPSK, mód 2k, code rate 2/3, guard interval 1/16



Obrázek 5.16: Bitová chybovost after Viterbi třetí simulační sady (elektronický simulátor). Převzato z [14].

Softwarový simulátor

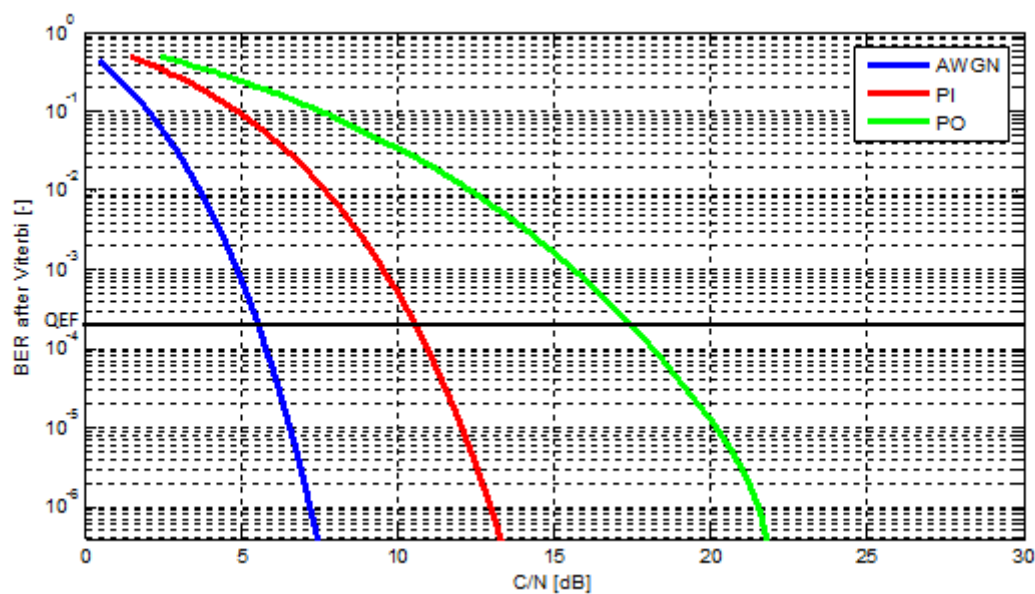
QPSK, mód 2k, code rate 2/3, guard interval 1/16



Obrázek 5.17: Bitová chybovost before Viterbi třetí simulační sady (softwarový simulátor).

Softwarový simulátor

QPSK, mód 2k, code rate 2/3, guard interval 1/16



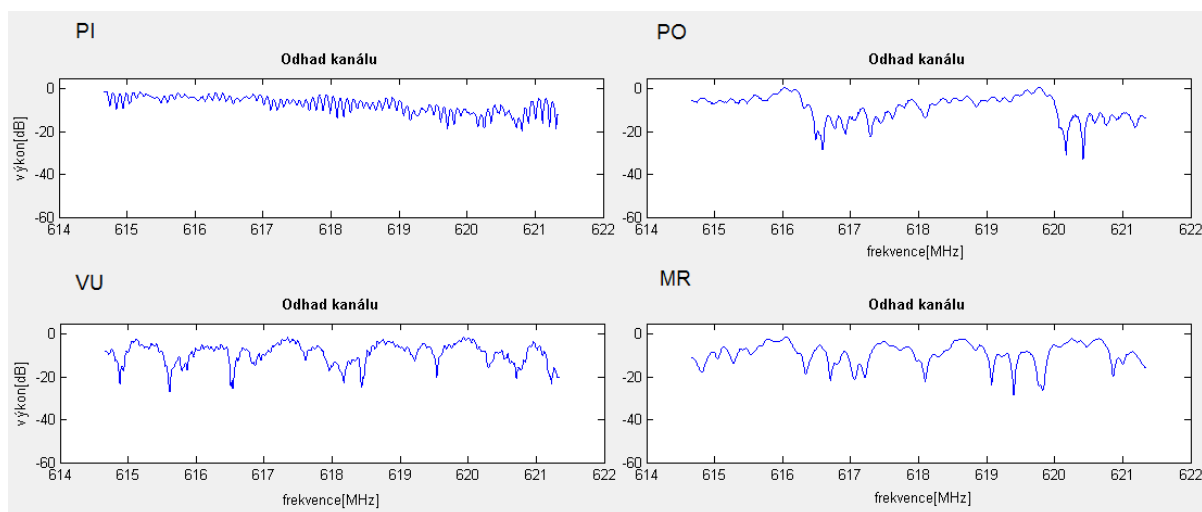
Obrázek 5.18: Bitová chybovost after Viterbi třetí simulační sady (softwarový simulátor).

## 5.4 Simulační sada č. 4

Čtvrtá sada simulací se zaměřuje všechny čtyři profily třetí kategorie: PI, PO, VU a MR. Konfigurace systému zakládá na kompromisní 16-QAM konstelaci. 2k mód OFDM vychází vstříc profilům VU a MR s ohledem na jejich velký Dopplerův posuv. Kódový poměr – tradičně 2/3 a ochranný interval 1/4 v 2k módu odpovídá době 54  $\mu$ s. S ohledem na celkově nejdelší odezvu 12,6  $\mu$ s (kanál VU) je jeho délka dostačující.

Při hledání příčiny rozložení průběhů chybovostí jednotlivých profilů u softwarové simulace na Obrázek 5.23 se nabízejí tři možnosti: délka impulsní odezvy, rychlost přijímače a útlum zpožděných cest. Seřazení kanálů podle délky impulsní odezvy od nejkratší je následující: PO, MR, PI, VU. Očividně však nemá na výslednou chybovost žádný vliv – pořadí je téměř opačné. Je to pochopitelné vzhledem k délce ochranného intervalu, která dopad zpoždění minimalizuje. Co se týče rychlosti přijímače, ani tady to nevypadá na přímou úměru s chybovostí. Vysvětlením může být mód 2k a jeho robustnost vůči Dopplerovu posuvu. Jako poslední a jediná správná možnost se nabízí vliv útlumu zpožděných cest. Kanál PI má totiž až na jednu cestu všechny odrazy více než 10 dB pod úrovní první cesty. Všechny ostatní kanály mají v odstupu do 10 dB minimálně tři odrazy.

Důkazem uvedeného zjištění jsou i průběhy odhadů kanálu všech 4 profilů na Obrázek 5.19. PI se jasně liší od ostatních nejmenší hloubkou úniku. Skutečnost, že je kanál PO nejhorší, co se týče chybovosti, však ve frekvenčním spektru vidět není, alespoň ne v tomto. Četným testováním za pomoci simulačního programu bylo zjištěno, že příčinou tohoto vysoké chybovosti PO je Dopplerovo spektrum typu *Gauss* u jeho zpožděných cest. *Gauss* spektrum se totiž svým tvarem mnohem více podobá spektru bez Dopplerova rozptřetí – uprostřed nejvyšší výkon, který na obě strany strmě klesá (viz Obrázek 1.2). Zpožděné cesty se pak svými vlastnostmi podobají odrazům stacionárního příjmu bez Dopplerova posuvu, a jejich vliv se tak umocňuje. U profilů VU a MO je situace přesně opačná. Odražené cesty mají Dopplerovo spektrum typu *Jakes*, což oslabuje jejich vliv a výsledná chybovost kanálu je nižší, než by byla se spektry typu *Gauss*.



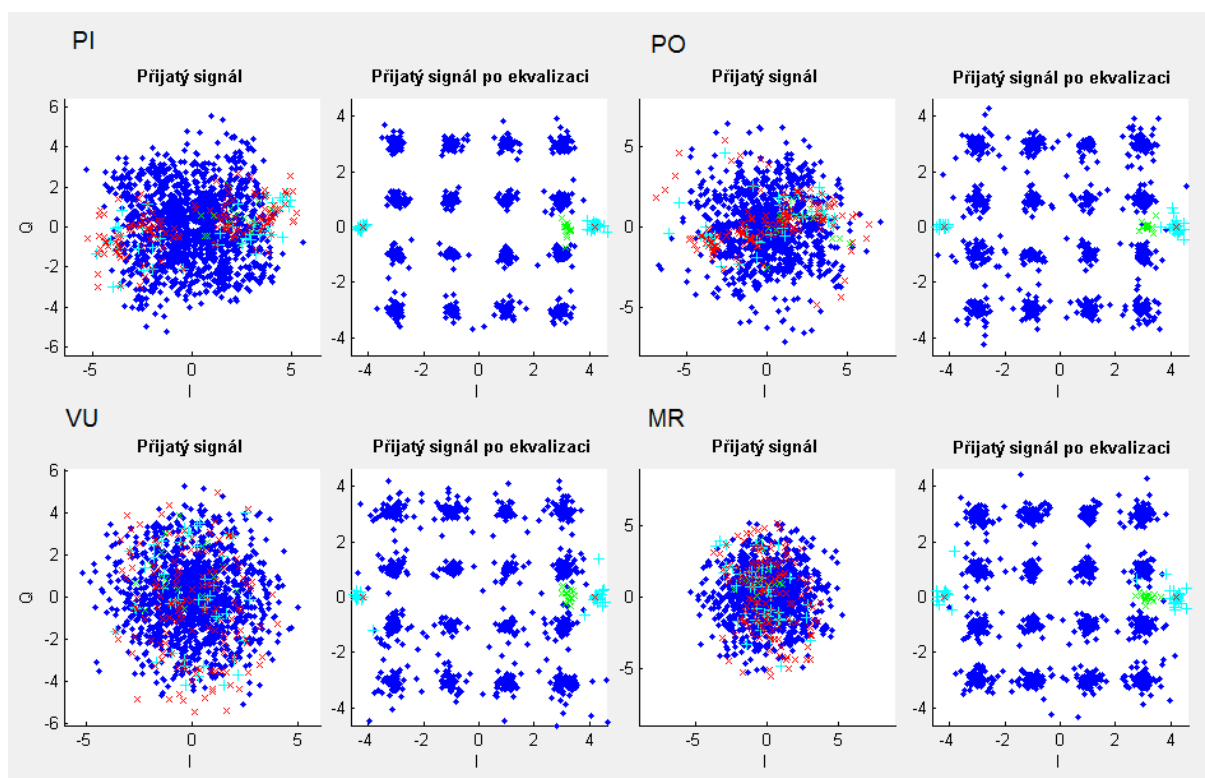
Obrázek 5.19: Odhad spektra profilů PI, PO, VU A MR.



Tabulka 5.4: Hodnoty C/N pro QEF, 4. sada

	AWGN	PI	PO	VU	MR
EN 300 744	11,1	-	-	-	-
elektronický simulátor	10,2	14,3	15	16,2	17
softwarový simulátor	12,2	16	22	17,9	20,6

Srovnání chování obou typů simulátoru vystihuje Tabulka 5.4. Vyjma profilu PO jsou výsledky podobné s tím, že softwarový simulátor je o 1-2 dB horší. Zajímavé je, že pořadí profilů dle vzrůstající chybovosti odpovídá u elektronického simulátoru pořadí profilů dle vzrůstající rychlosti přijímače. Převažuje tu patrně vliv Dopplerova posuvu, který se u softwarového simulátoru nijak zřetelně neuplatnil.



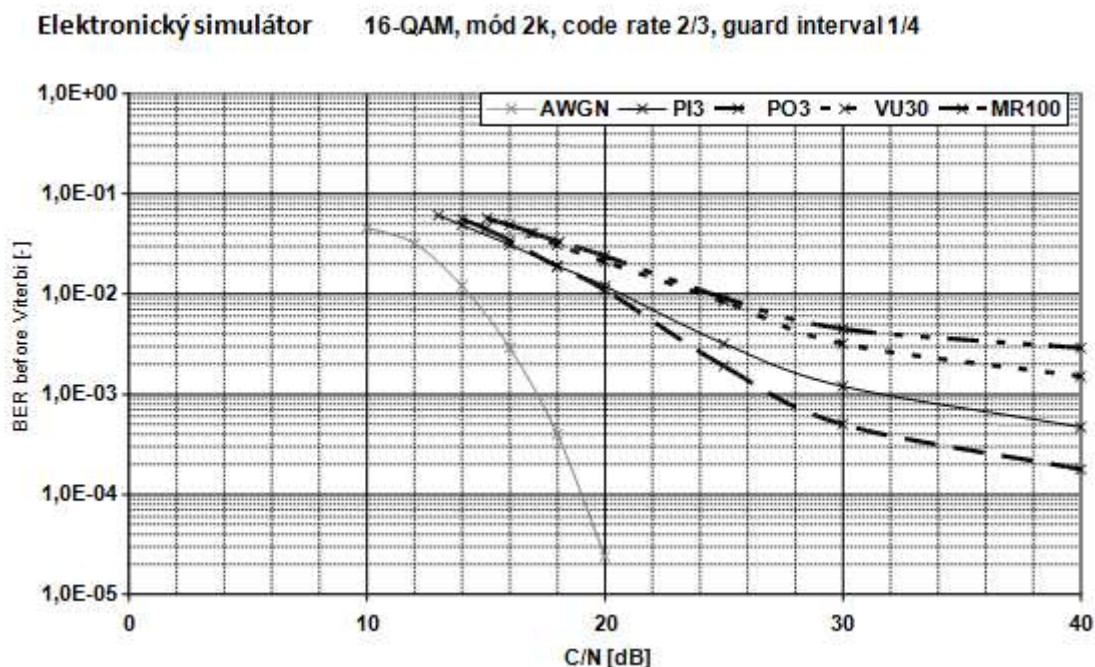
Obrázek 5.20: Konstelační diagramy profilů PI, PO, VU a MR ( $C/N = 26$  dB).

Přestože se Dopplerův posuv na chybovostních charakteristikách softwarového simulátoru neprojevil, neznamená to, že jeho vliv nebyl zohledněn. Důkazem toho je různá koherentní doba kanálů s nižšími (PI, PO) a vyššími (VU, MR) rychlostmi. Projev koherentní doby lze sledovat v prostředí *animace* po stisku tlačítka *PLAY*. V časovém sledu se tu promítají charakteristiky jednotlivých OFDM symbolů, přičemž u kanálu s krátkou koherentní dobou, která je reciprokou hodnotou k Dopplerovu posuvu frekvence (viz. teorie), dochází ke zřetelným změnám jak kanálového spektra, tak konstelačních diagramů. U kanálů s dlouhou koherentní dobou jsou tyto změny zanedbatelné.

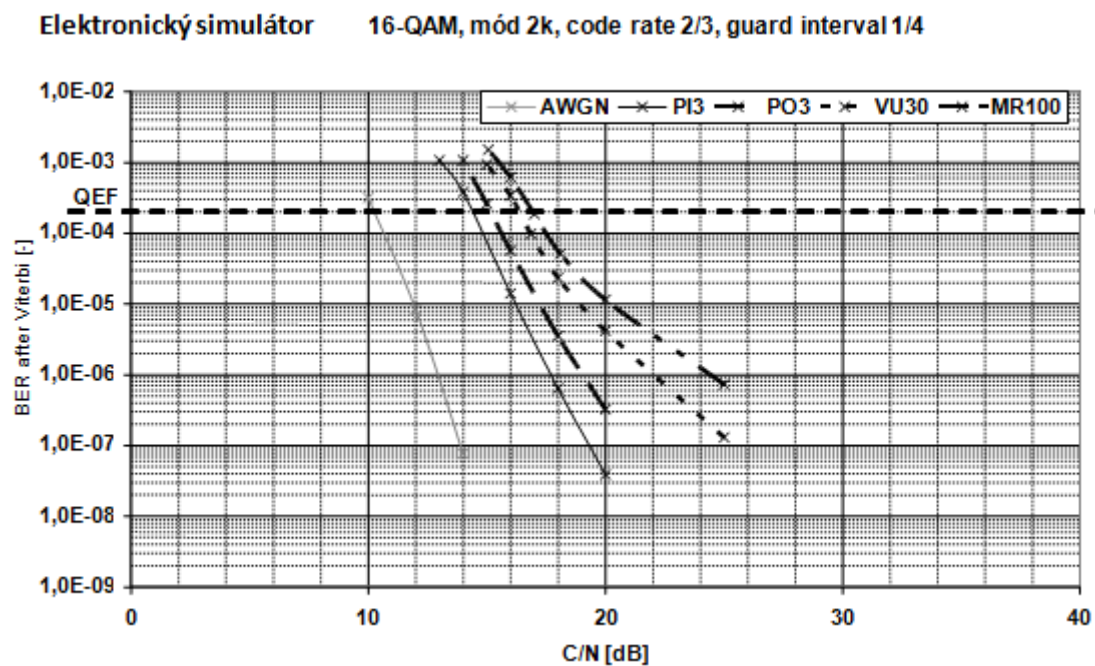
Na Obrázek 5.20 jsou konstelační diagramy všech 4 sledovaných profilů. S trochou představivosti si lze povšimnout čtvercového náznaku signálu před ekvalizací u profilů PI



a PO. Je to způsobeno přítomností LOS komponenty v jejich prvních cestách. Přímý paprsek zapříčiňuje převažující natočení diagramu o určitý konstantní úhel, který odpovídá fázovému posuvu vyvolanému Dopplerovým posuvem LOS. Jeho hodnota je pevně stanovena v definici obou profilů.



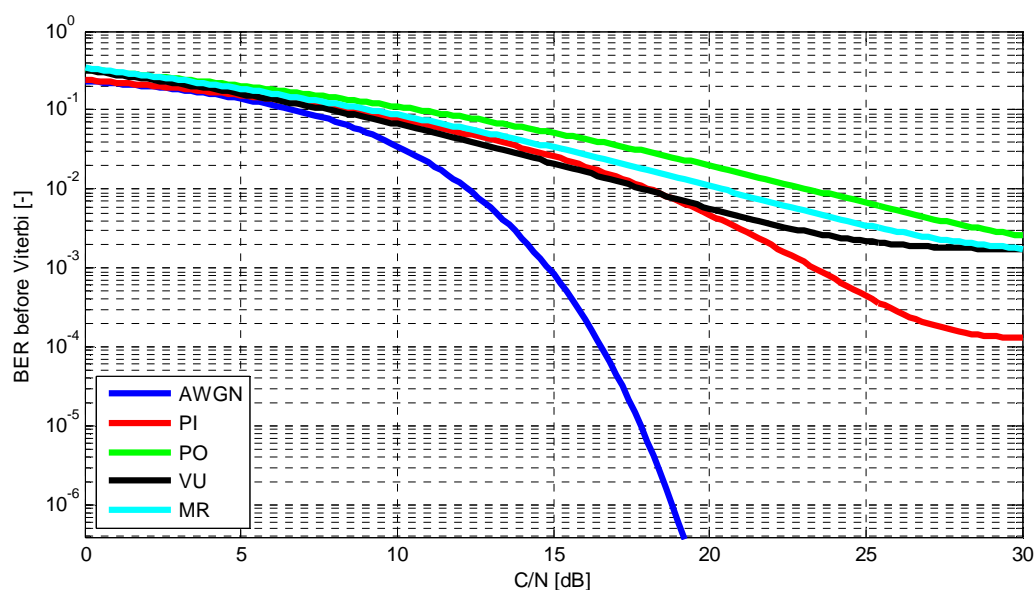
Obrázek 5.21: Bitová chybovost before Viterbi čtvrté simulační sady (elektronický simulátor). Převzato z [15].



Obrázek 5.22: Bitová chybovost after Viterbi čtvrté simulační sady (elektronický simulátor). Převzato z [15].

Softwarový simulátor

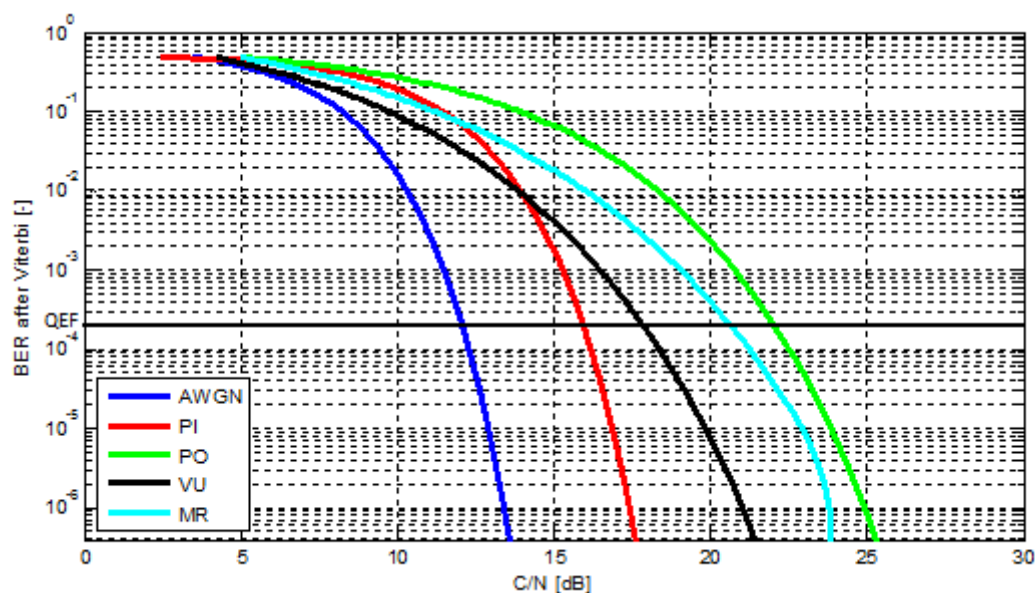
16-QAM, mód 2k, code rate 2/3, guard interval 1/4



Obrázek 5.23: Bitová chybovost before Viterbi čtvrté simulační sady (softwarový simulátor).

Softwarový simulátor  
1/4

16-QAM, mód 2k, code rate 2/3, guard interval

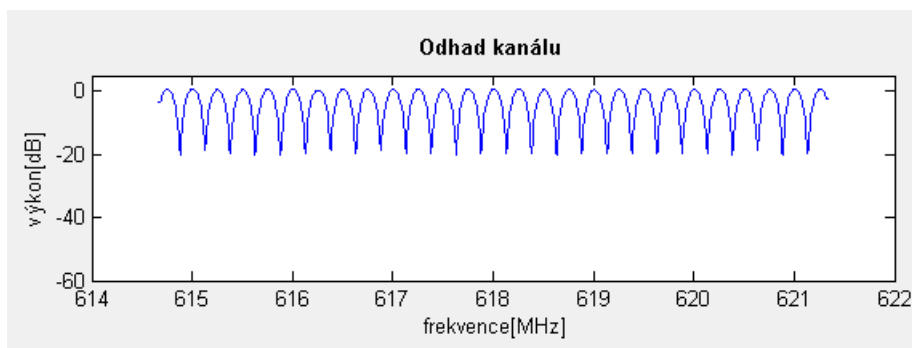


Obrázek 5.24: Bitová chybovost after Viterbi čtvrté simulační sady (softwarový simulátor).

## 5.5 Simulace 0 dB Echo

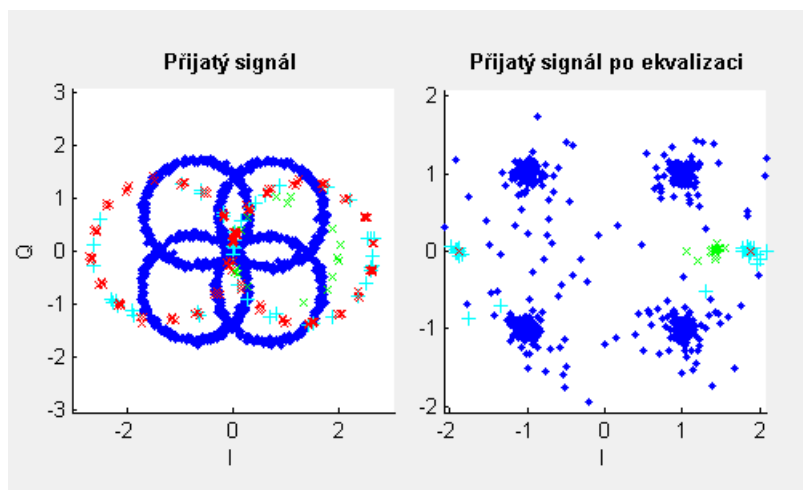
Ve čtyřech výše uvedených sadách simulací se postupně vystřídaly všechny předdefinované profily simulačního programu vyjma jednoho. Je jím profil 0 dB Echo. Tento problematický scénář byl spíše než reálný model vytvořen jako testovací schéma. V jeho důsledku vznikají v místě příjmu nadmíru nepříznivé podmínky pro rekonstrukci signálu. Je velice citlivý na volbu konkrétní konfigurace systému a pro bezchybný příjem vyžaduje maximální ústupky při výběru realizačních parametrů.

Profil 0 dB Echo tvoří dvě přímé cesty směrem ke dvěma protilehlým vysílačům v SFN síti. Impulsní odezvy od obou cest jsou na příjmu vzájemně posunuty o polovinu ochranného intervalu. Teoreticky by tudíž měly být charakteristiky na délce ochranného intervalu nezávislé. Opak je pravdou. Ne snad že by docházelo k mezisymbolovým přeslechům, ale problém je v tom, že čím delší je ona polovina ochranného intervalu, tím je větší relativní zpoždění druhé cesty. Tato doba je přitom nepřímo úměrná koherentní šířce pásma, tedy maximální šíři spektra nezasažené frekvenčním únikem (viz. kapitola 1.2). S rostoucí délkou ochranného intervalu tak roste četnost periodicky se opakujících úniků ve frekvenčním spektru (viz Obrázek 5.25). Vzhledem k plné výkonové úrovni obou příspěvků jsou navíc tyto úniky nekonečně velké, neboli totální. Nosná v místě totálního úniku zcela pozbývá existence a signál je v tomto místě tvořen výhradně šumem. Pokud takový osud postihne rozptýlenou nosnou, ovlivní to celý úsek odhadu kanálu i následnou adaptivní ekvalizaci, a chybovost tak řetězově narůstá.



Obrázek 5.25: Odhad spektra profilu 0 dB Echo (QPSK, 2k, 1/2, 1/32).

Situaci nezlepšuje ani fakt, že se jedná o mobilní příjem. Nejen že dochází k Dopplerovu posuvu úměrnému rychlosti přijímače, ale tento posuv je navíc obousměrný s ohledem na současné vzdalování a přibližování se vůči jednomu a druhému vysílači. Dopplerovo spektrum se tak podobá typu *Jakes* s tím rozdílem, že platné jsou pouze ona dvě okrajová maxima. To si vynucuje vytvoření mechanismu pro upnutí fázového závěsu přijímače pouze k jedné ze dvou posunutých složek spektra. Smyčka PPL však součástí simulačního programu není, a tento druh problému tedy zůstává nevyřešen.



Obrázek 5.26: Konstelační diagramy profilů 0 dB Echo ( $C/N = 26$  dB).

Kromě odhadu spektra kanálu 0 dB echo jsou na Obrázek 5.26 také jeho konstelační diagramy. Symetrické tvary periodicky se opakujících úniků ve spektru vyvolávají v konstelačním diagramu obdobně symetrickou odezvu, tentokrát v podobě kruhů. Symboly v počátku IQ souřadnic odpovídají nosným s totálním únikem. Pokud jsou jimi rozptýlené piloty, vede to k chybné ekvalizaci, která se projevuje na konstelačním diagramu vpravo symboly chaoticky rozptýlenými mimo referenční úroveň. O moc lepší to nebude ani v případě, že únik připadne na užitečnou nosnou. Dochází potom k zesílení šumu a výsledek je obdobně nesmyslný.

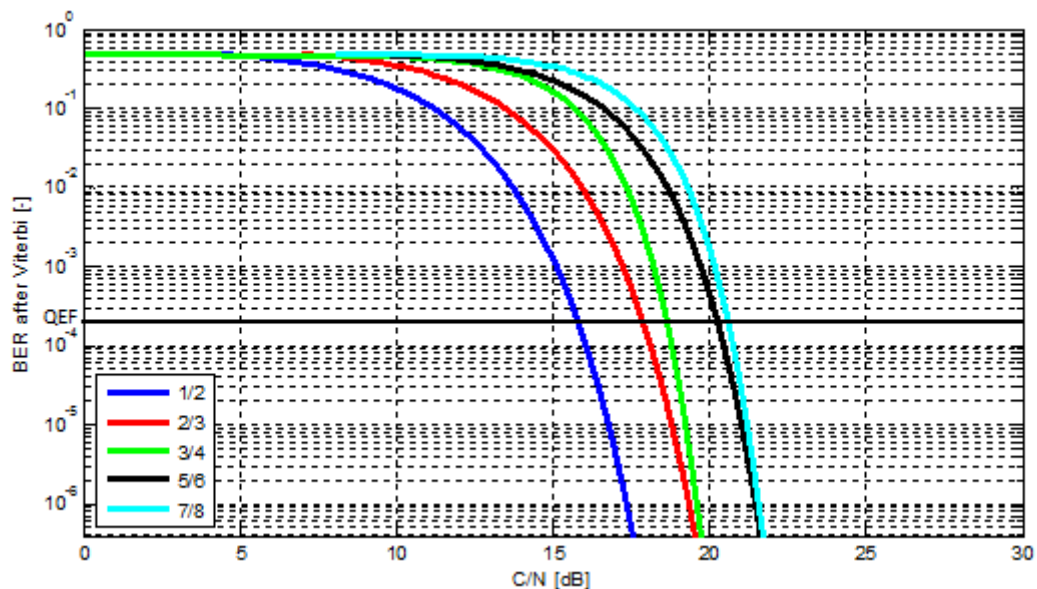
## 5.6 Dopad systémových parametrů na chybovost

V závěru simulační části je ilustrativně vykreslen dopad základních realizačních parametrů systému na výslednou chybovost testovací sekvence. Použité kanálové profily a ostatní parametry byly voleny tak, aby rozdíl mezi jednotlivými variantami co nejvíce vynikly.

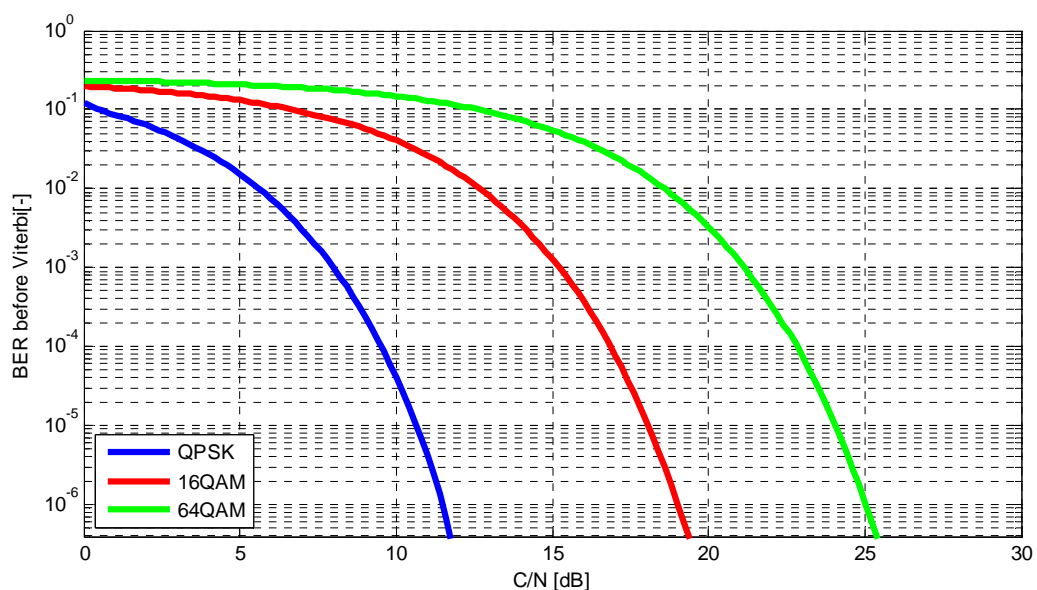
Ke srovnání kódových poměrů konvolučního kódu dobře posloužil nejjednodušší kanálový scénář – AWGN. Primární kód 1/2 vykazuje nejlepší výsledky za cenu největšího podílu přidáných redundantních bitů. Se silicím zúžením primárního kódu se zhoršuje chybovost. Sbližování průběhů dvou posledních realizací je spíše dílem náhody a hrubého kroku  $C/N$  – výpočet probíhá po 2 dB. V Tabulka 5.5 jsou uvedeny hodnoty  $C/N$  pro QEF příjem. Rozdíl mezi oběma extrémy kódového poměru je 4,8 dB, rozdíl mezi primárním kódem a 2/3 je 2,1 dB.

Tabulka 5.5: Hodnoty  $C/N$  pro QEF pro různý kódový poměr

kódový poměr	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
$C/N$	15,8	17,9	18,7	20,3	20,6

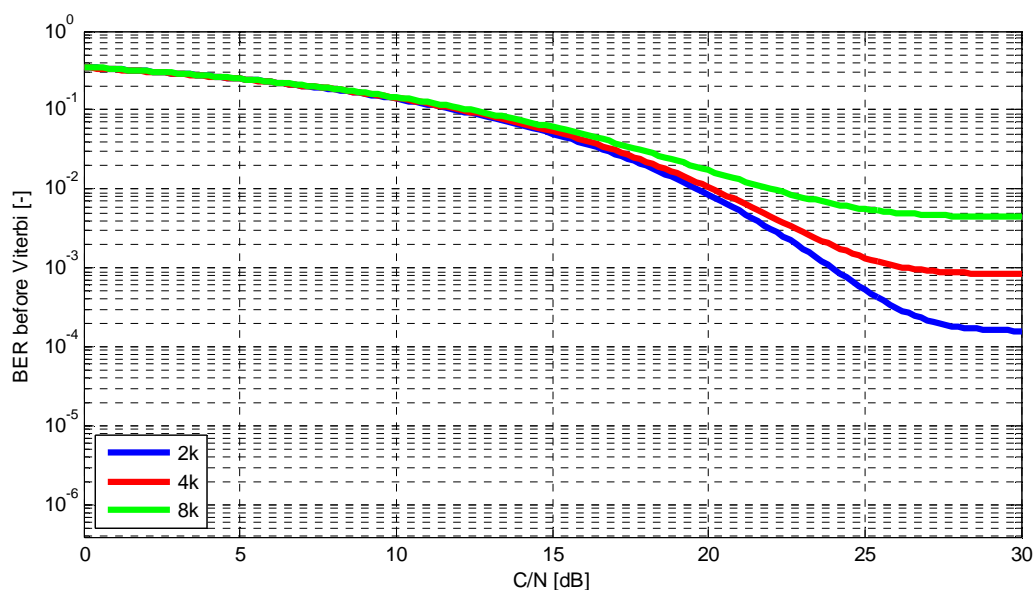


Obrázek 5.27: Dopad kodového poměru na chybovost (AWGN, 64-QAM, 8k, 1/4).



Obrázek 5.28: Dopad konstelace na chybovost (AWGN, 64-QAM, 8k, 2/3, 1/4).

Druhý sledovaný parametr je konstelace vnitřní modulace. V DVB-T/H může nabývat tří různých podob – s dvěma, čtyřmi a šesti bity na symbol. Simulace proběhly opět s bezúnikovým kanálem AWGN. Dle očekávání má nejnižší chybovost modulace QPSK, následuje 16-QAM a 64-QAM. Vysvětlení je jednoduché. Úroveň aditivního šumu, který se přičítá k užitečnému signálu, je stanovena jako poměr vůči průměrnému výkonu všech stavů diagramu. V praxi to znamená, že aditivní šum daný hodnotou C/N se u složitějších konstelací projevuje větší mírou přesahu do sousedních stavů než je tomu u konstelací jednodušších.



Obrázek 5.29: Dopad OFDM módu na chybovost (RA6, 64-QAM, 2/3, 1/8).

Vliv OFDM módu neboli celkového počtu nosných na chybovost přijaté sekvence je zřejmý z grafu na Obrázek 5.29. Nutno zdůraznit, že v simulacích byl použit kanálový profil RA6 pro mobilní příjem s rychlostí 100 km/h. Na stacionární příjem by sledovaný parametr žádný dopad neměl. Ze srovnání je patrný zřetelný nárůst chybovosti s rostoucím počtem nosných. Je to logické s ohledem na pevnou šířku televizního kanálu, kde dvojnásobný a čtyřnásobný počet nosných znamená jejich dvojnásobně a čtyřnásobně menší rozestupy. Kratší vzdálenost mezi nosnými pak zvyšuje pravděpodobnost vzájemných přeslechů v případě Dopplerova posuvu.

Třetím sledovaným parametrem je délka ochranného intervalu, resp. jeho poměr vůči užitečné části OFDM symbolu. Zde na rozdíl od předchozích grafů nejsou průběhy jednotlivých realizací odstupňovány analogicky podle hodnoty parametru, nýbrž jsou rozděleny do dvou skupin. Do první skupiny spadají konfigurace s ochranným intervalem delším, než je maximální relativní zpoždění kanálu. Nedochozí tu k mezisymbolovým přeslechům, protože veškeré potenciálně škodlivé dozvuky odeznívají během ochranné doby. Chybovost je tudíž nižší než u druhé skupiny s přesně opačnou definicí – ochranný interval je příliš krátký a odezvy předchozího OFDM symbolu zasahují do symbolu následujícího. V uvedeném příkladě je hranice mezi těmito dvěma skupinami vymezena časem 9,2  $\mu$ s, což je zpoždění poslední cesty profilu PI, který byl v simulaci použit. Ze srovnání této hodnoty s absolutní délkou ochranného intervalu jednotlivých realizací uvedených v

Tabulka 5.6 vyplývá, že jediný poměr, který nesplňuje kritérium pro eliminaci ISI je 1/32. Uvedený závěr je v dokonalé shodě s rozložením průběhů v grafu chybovostí.



Tabulka 5.6: Přepočten poměru ochranného intervalu na čas (mód 2k, 8 MHz kanál).

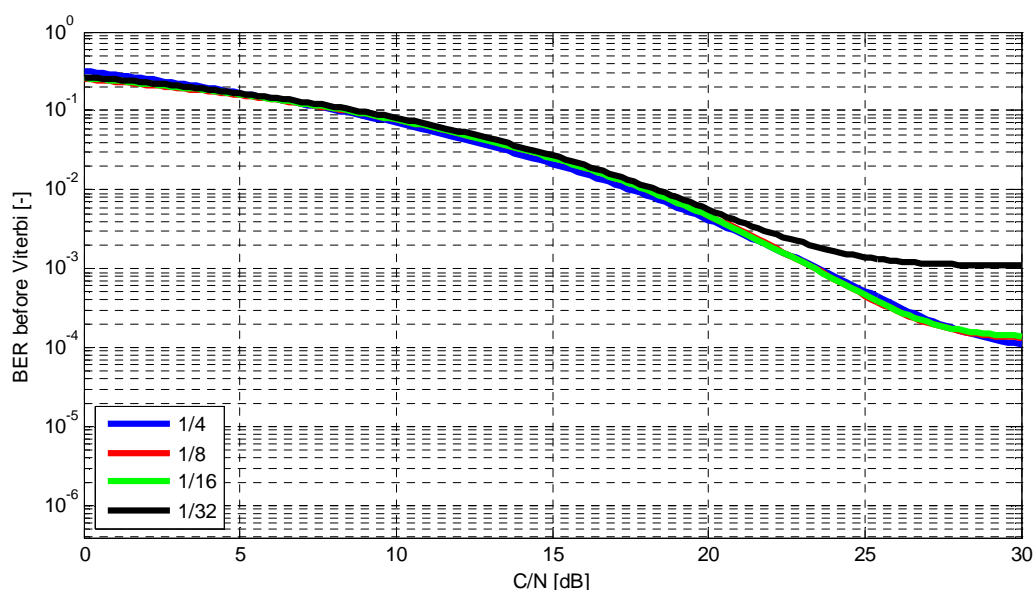
poměr	1/4	1/8	1/16	1/32
absolutní hodnota [ $\mu$ s]	56	28	14	7

K výpočtu hodnot v

Tabulka 5.6 byl použit následující vzorec [1]

$$T_G = \frac{1}{f_{S\_IFFT}} \cdot n_C \cdot GI, \quad (5.1)$$

kde  $T_G$  je absolutní hodnota ochranného intervalu,  $f_{S\_IFFT}$  je vzorkovací frekvence IFFT (QAM symbolů),  $n_C$  je počet použitých nosných v daném módu OFDM a  $GI$  je poměr ochranného intervalu vůči užitečné části OFDM symbolu.

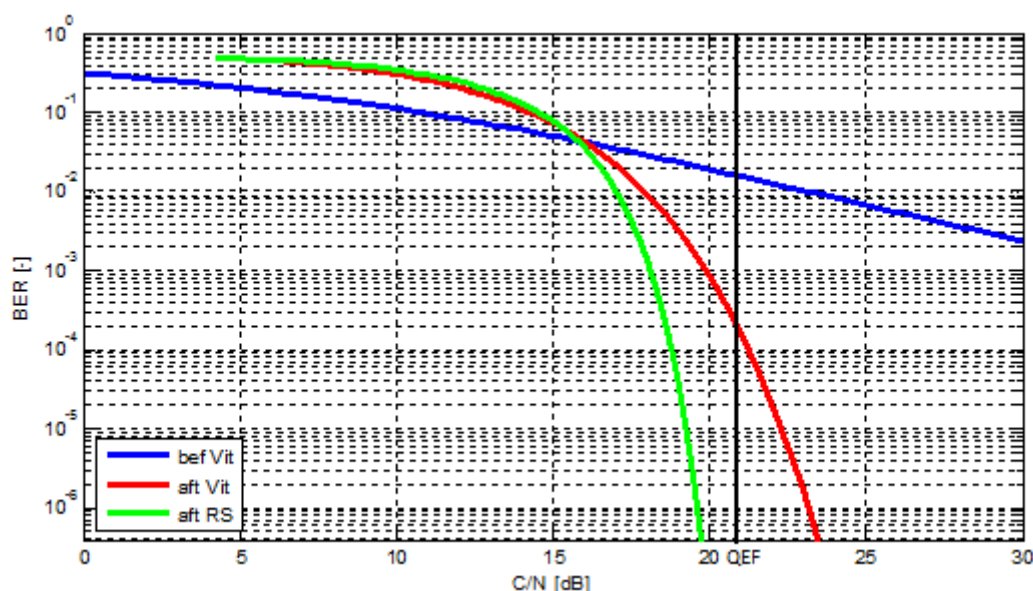


Obrázek 5.30: Dopad délky ochranného intervalu na chybovost (PI, 16-QAM, 2k, 2/3)

Poslední srovnávací simulace se týká druhu bitové chybovosti. V konfiguraci s kanálovým profilem PO byla vyhodnocena chybovost *before Viterbi*, *after Viterbi* a *after RS*. Vykreslení všech tří průběhů do jednoho grafu poskytuje příležitost posoudit míru korekční schopnosti vnitřního a vnějšího kanálového kódování. Na první pohled je zřejmý obrovský přínos, kterým FEC jako celek přispívá k rekonstrukci poškozeného signálu. Za určitou mezní hodnotu je považován poměr C/N, při kterém je chybovost za Viterbiho dekodérem na úrovni  $2 \cdot 10^{-4}$ . Od tohoto poměru je příjem téměř bezchybný – *quasi error free* (1 chyba za hodinu). Chybovost za RS dekodérem by tak měla být nižší než  $1 \cdot 10^{-11}$ .

To se v grafu na Obrázek 5.31 nedá přímo ověřit vzhledem k omezenému rozsahu vertikální osy. Dle naznačeného průběhu jde však o docela reálný předpoklad. Přesná hodnota chybovosti před Viterbiho dekodérem je pro QEF příjem závislá na použitém módu OFDM, konstelaci vnitřní modulace, kódovém poměru a na typu kanálu. Obecně se pohybuje v okolí  $1 \cdot 10^{-2}$  a ani tady tomu není jinak.

Chybovost  $5 \cdot 10^{-2}$  je mezí, na které dochází ke křížení průběhů *before* a *after Viterbi*. Znamená to, že při uvedené hodnotě začíná fungovat Viterbiho dekodér. Tato hodnota se různí v závislosti na použitém kanálu. Pokud jsou však rozdíly v rámci téhož OFDM módu, téhož kódového poměru a téže konstelace vnitřní modulace příliš velké, na vině je nefunkční bitový nebo symbolový prokladač. Různé druhy kanálů totiž vytvářejí různou strukturu rozmístění chyb v demapované bitové posloupnosti. Chyby seskupené blízko sebe zhoršují efektivitu dekódovacího procesu. Bitový prokladač je tím efektivnější, čím je větší počet bitů na symbol neboli složitější konstelace. Symbolový prokladač zase důkladněji prokládá při větším počtu nosných.



Obrázek 5.31: Bitové chybovosti v různé fázi kanálového dekódování (PO, 16-QAM, 2k, 2/3, 1/4).



## 6 ZÁVĚR

V rámci tohoto projektu byl vytvořen program pro simulaci únikových jevů spojených s vícecestným šířením signálu v systému pozemní digitální televize. Program umožňuje individuální nastavení až 20 dílčích cest. Kromě základních parametrů, jako jsou útlum, zpoždění a fázový posuv lze jednotlivým cestám přisoudit i konkrétní Dopplerovo spektrum v případě přenosného nebo mobilního příjmu. V nabídce jsou jak klasická spektra *Rayleigh* a *Rice*, tak jejich novější podoby s *Gauss* rozložením. Kanálové prostředí dále poskytuje možnost výběru z deseti předdefinovaných kanálových profilů. Chování zvolené konfigurace lze posoudit na základě konstelačních diagramů, spekter a grafů bitové chybovosti.

Výsledky provedených simulací potvrzují funkčnost celého systému, především adaptivní ekvalizace a signálové korekce mechanismy FEC. Četnost frekvenčních úniků ve spektru přijatých signálů i jejich hloubka odpovídá teoretickým předpokladům vyplývajícím ze struktury použitých kanálových profilů. Podobně logicky se volba kanálu promítá do rozsahu rotace a míry komprese konstelačních diagramů přijatého signálu. Z jejich srovnání se signály po ekvalizaci je patrné jednoznačné zlepšení.

Špatně si vytvořený simulátor nevede ani při porovnání bitových chybovostí vybraných kanálových profilů s výsledky naměřenými elektronickým simulátorem R&S. Dokonalé shody sice dosaženo nebylo, ale minimálně trend naprosté většiny průběhů byl správný.

# LITERATURA

- [1] REIMERS, U. DVB. The Family of International Standards for Digital Video Broadcasting. New York, Springer, 2005.
- [2] ETSI EN 300 744 V1.4.1 (2001-01). European Standard. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for DTT. EBU, 2001.
- [3] ETSI TR 101 290 V1.2.1 (2001-05). Technical report. Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems. EBU, 2001
- [4] Wing-TV. D4 – Laboratory Tests Results. Project report. CELTIC participants in project Wing-TV, 2005
- [5] BAHAI, A. R. S., SALTZBERG, B. R., ERGEN, M. Multi-Carrier Digital Communications Theory and Applications of OFDM. New York, Springer, 2004.
- [6] TRANTER, W. H., SHANMUNGAN, K. S., RAPPAPORT, T. S., KOSBAR, L. K. Principles of Communication Systems Simulation with Wireless Applications. New Jersey, Prentice Hall, 2004.
- [7] PÄTZOLD, M. Mobile Fading Channels. West Sussex, John Wiley & Sons, 2002.
- [8] Rohde & Schwarz. Opening manual. Broadcast test System R&S SFU. 2110.2500.02. Rhode&Schwarz, 2005
- [9] Rohde & Schwarz. Application Note. Option Fading Simulator SFQ-B11. Rhode&Schwarz, 2002
- [10] MÁLEK, P. Modelování vlastností digitální modulace pro DVB-T v Matlabu. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008
- [11] ZELINKA, P. Realizace OFDM kodéru pro potřeby DVB-T. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008
- [12] KRATOCHVÍL, T.; ŠTUKAVEC, R. DVB-T Digital Terrestrial Television Transmission over Fading Channels. Radioengineering, 2008, roč. 17, č. 4, s. 96-102. ISSN: 1210-2512.
- [13] KRATOCHVÍL, T. DVB-T/H Laboratory Transmission Using Fading Channel Profiles. In Proceedings of the 15th International Conference on Systems, Signals and Image Processing IWSSIP 2008. Bratislava: Slovak University of Technology, 2008. s. 343-346. ISBN: 978-80-227-2856-0.
- [14] KRATOCHVÍL, T.; ŠTUKAVEC, R. Portable and Mobile TV Transmission over Fading Channels. In Proceedings of the PIMRC 2008 Conference (CD-ROM). Cannes, France: IEEE France Section, 2008. s. 1-5. ISBN: 978-1-4244-2644-7.

- [15] KRATOCHVÍL, T. DVB-T/H Portable and Mobile TV Performance in the New Channel Profiles Modes. In Mehmood, R.; Cerqueira, E.; Piesiewicz, R.; Chlamtac, I. (Eds.) : Communications Infrastructure, Systems and Applications. First International ICST Conference, EuropeComm 2009, London, UK, August 11-13, 2009, Revised Selected Papers, LNICST 160161, 2009. Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering (LNICST). London, UK: Springer, Institute for Computer Science, Social Informatics and Telecommunications Engineering, 2009. s. 164173. ISBN: 978-3-642-11283-6.
- [16] Help programu MATLAB verze 7.5.0.342 (R2007b)